

N^o 135
ORSAY
Série A, N^o
N^o D'ordre 1

THESE

présentée

A L'UNIVERSITE DE PARIS-SUD
CENTRE D'ORSAY

pour obtenir le titre

DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

par

Gérard BEAUDIN

Sujet de la Thèse : " Etude et réalisation d'un radiomètre à large bande
sur 6 cm de longueur d'onde ".

Soutenue le

20 NOV. 1972

devant la commission d'examen

M. GRIVET

Président

AUDOIN

Examineurs

BLUM

CHIRON

T H E S E

présentée

A L'UNIVERSITE DE PARIS-SUD

CENTRE D'ORSAY

pour obtenir le titre

DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

par

Gérard BEAUDIN

Sujet de la Thèse : " Etude et réalisation d'un radiomètre à large bande
sur 6 cm de longueur d'onde ".

Soutenue le

20 NOV. 1972

devant la commission d'examen

M. GRIVET

Président

AUDOIN

Examineurs

BLUM

CHIRON



- AVANT PROPOS -

Le travail que nous présentons ici a été effectué au Département de Radioastronomie de l'Observatoire de Meudon sous la Direction de Monsieur E.J. BLUM, Astronome titulaire, à qui nous exprimons notre respectueuse reconnaissance.

Nous sommes très sensibles à l'honneur qu'a bien voulu nous faire Monsieur le Professeur BERTEIN en acceptant la Présidence de la Commission d'Examen de cette thèse. Qu'il veuille trouver ici l'expression de nos sincères remerciements.

Que Monsieur AUDOIN, Maître de Recherche à la Faculté des Sciences d'Orsay, qui a bien voulu s'intéresser à notre travail et accepter d'être membre du Jury soit assuré de nos très vifs remerciements.

Nous adressons aussi nos remerciements à Monsieur CHIRON, Directeur Technique de la Société LTT, qui a suivi l'évolution d'une partie de ce travail et qui nous fait le plaisir d'être membre du Jury.

Il nous est enfin très agréable de remercier toutes les personnes, Chercheurs, Ingénieurs, Techniciens et Administratifs, qui, tant à Meudon qu'à Nançay ou Conflans, ont participé à ce travail et dont les efforts ont contribué à le mener à bien.

Etude et réalisation d'un radiomètre
à large bande sur 6 cm de longueur d'onde

Sommaire

Le travail que nous présentons ici a consisté à étudier et à réaliser un radiomètre à grande sensibilité permettant d'effectuer un comptage de radiosources sur 6 cm de longueur d'onde.

Placé au foyer du grand Radiotélescope de Nançay, ce radiomètre est utilisé actuellement pour d'autres observations galactiques et extragalactiques : pulsars, quasars, galaxies.

Ce travail comporte quatre parties ;

Dans une première partie, nous rappellerons les buts scientifiques : l'importance des comptages et les difficultés d'interprétation ; les mesures d'indices spectraux. Nous déterminerons ensuite les spécifications instrumentales du système de réception ainsi que les conditions permettant d'obtenir la sensibilité maximale.

Dans une seconde partie, après une description sommaire de l'ensemble, nous ferons une étude des différentes parties du radiomètre et de ses liaisons aux systèmes d'enregistrements.

Dans la troisième partie, nous verrons une méthode qui permet d'étudier et de réaliser les amplificateurs paramétriques à large bande et faible bruit. Nous mettrons en évidence les éléments parasites qui tendent à réduire leurs performances. Nous commenterons les choix, du principe de base et de la structure utilisée, permettant d'obtenir les caractéristiques souhaitées.

La dernière partie concerne les étalonnages du système. Nous déterminerons les performances du radiomètre et plus particulièrement celles concernant la sensibilité. Nous mettrons en évidence quelques résultats obtenus au cours des observations. Nous discuterons enfin des améliorations possibles à apporter au système.

PREMIERE PARTIE

Chapître I : Buts scientifiques : P 1

- A) Importance des comptages P 1
- B) Les comptages et leurs résultats P 1
- C) Interprétation des comptages P 2
- D) Objectifs-indices spectraux P 3

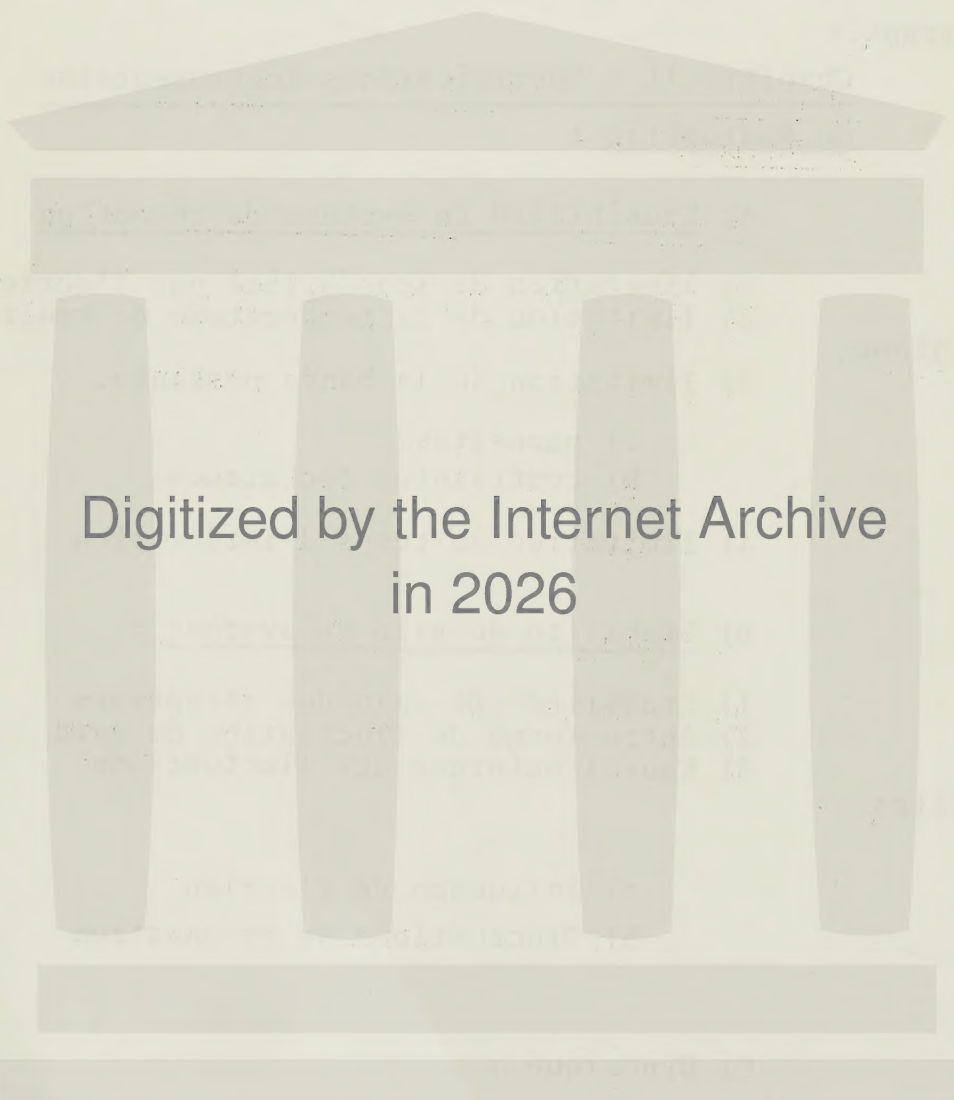
Bibliographie P 5

Chapître II : Spécifications instrumentales du Radiomètre :

- A) Sensibilité du système de réception P 1
 - 1) limitation de sensibilité par l'aérien P 3
 - 2) limitation de la température de bruit P 5
 - 3) limitation de la bande passante. P 6
 - a) parasites
 - b) contraintes techniques.
 - 4) limitation du temps d'intégration P 7
- B) Stabilité de gain du système : P 8
 - 1) Stabilité de gain des récepteurs P 9
 - 2) Autre forme de fluctuation de gain P 11
 - 3) Causes externes des fluctuations P 12
 - a) Influence de l'aérien
 - b) Fluctuations de propagation
- C) Dynamique : P 14

Bibliographie

P 16



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41547102_0008

DEUXIEME PARTIE

Chapître III : Le radiomètre

	Pages
Généralités	1
A) <u>Description et schéma d'ensemble</u>	1
B) <u>Etude des différentes parties</u>	2
1) le dispositif focal et ses connec- tions aux récepteurs.	2
a) Les cornets	
b) Les liaisons	
c) Les dispositifs d'étalonnage.	
2) Le corrélateur.	6
a) principe	
b) réalisation	
3) La détection synchrone	8
a) Le modulateur	
b) Le démodulateur	
c) Les circuits annexes	
Bibliographie	11

Chapître IV : Dispositifs d'enregistrement des signaux :

A) <u>Enregistrement analogique :</u>	1
B) <u>Enregistrement digital :</u>	1
a) pour le calculateur	
b) pour le convertisseur	
c) pour les récepteurs	
1) Détermination de la constante de temps	2
2) Fréquence d'échantillonnage	3
3) Pas de quantification d'amplitude	4
C) <u>Prétraitement de l'information :</u>	5
1) Sommation	6
2) durée de sommation	
- annexe	7

Bibliographie

TROISIEME PARTIE

Chapître V :L'amplificateur paramétrique-Etude :

A) <u>Introduction :</u>	P 1
que 1) Caractéristiques de l'amplificateur paramétrique	P 1
a) La bande passante.	
b) Le bruit.	
c) Le gain.	
2) Propriétés de la diode varactor.	P 3
3) L'amplificateur à résistance négative	P 4
4) L'amplificateur paramétrique avec circulateur.	P 5
a) Expression du gain.	
b) Bande passante.	
c) Expression du bruit.	
5) Choix du modèle d'amplificateur paramétrique.	P 7
B) <u>Calcul de l'amplificateur paramétrique :</u>	P 8
1) Analyse du schéma.	P 8
2) Choix de la diode	P 9
3) Mesure des caractéristiques de la diode.	P11
a) Mesure de la capacité de jonction.	
b) Mesure de la réactance de la diode dans un circuit coaxial.	
c) Mesure de la réactance de la diode montée dans un guide d'ondes.	
4) Calcul de la température de bruit de l'amplificateur.	P14
5) Calcul de la bande passante de l'amplificateur.	P16
a) bande du circuit signal.	
b) bande du circuit idler.	
c) bande de l'amplificateur.	
6) Calcul de la puissance de pompe.	P19
Bibliographie	P20

Chapître VI : L'amplificateur paramétrique,
Réalisation-Résultats

A) <u>Réalisation pratique de l'amplificateur paramétrique</u>	P 1
1) Le circuit signal	P 1
2) Le circuit de pompe	P 4
B) <u>Détermination des caractéristiques des éléments extérieurs :</u>	
1) Caractéristiques de l'oscillateur de pompe	P 6
a) bande de fréquence, puissance de sortie	
b) stabilité de puissance de la pompe	
c) choix de la source de pompe	
2) Caractéristiques des alimentations	P 8
a) alimentation des sources	
b) alimentation de polarisation	
c) alimentation générale	
d) choix de l'alimentation	
C) <u>Résultats :</u>	
1) Gain-bande passante	P10
2) Bruit de la chaîne d'amplificateurs	P11
3) Conclusions.	P12
Bibliographie	P13

QUATRIEME PARTIE

Chapître VII ; Caractéristiques du radiomètre, observations, Conclusion

	Pages
A) Caractéristiques des récepteurs :	1
1) Température de bruit	1
2) Bande passante	1
3) Linéarité	1
4) Stabilité	2
B) Caractéristiques du système	2
C) Caractéristiques de l'aérien	4
D) Observations Résultats-	4
 Bibliographie	 7
Conclusion	8

CHAPITRE I : Buts Scientifiques

A) Importance des comptages :

Les comptages des radiosources sont d'un grand intérêt pour l'étude des problèmes cosmologiques, car ils devraient permettre de départager les divers modèles d'univers :

En effet, si l'on considère un espace classique stationnaire peuplé uniformément de sources de même luminosité, le nombre de N de radiosources dont le flux observé supérieur à S , est proportionnel à $S^{-1,5}$ et la courbe $\text{Log } N / \text{Log } S$ est une droite de pente $-1,5$ (fig. 1-a) -voir annexe- Si l'on remplace l'espace classique par un autre modèle d'univers cosmologique non stationnaire, la courbe $\text{Log } N / \text{Log } S$ n'est plus une droite. Les courbes correspondantes sont tangentes pour des flux forts à la droite de pente $-1,5$ de l'espace euclidien stationnaire, mais à mesure que le flux diminue, leurs pentes deviennent moins fortes et les courbes se séparent : fig 1b : univers fini et elliptique, fig 1c : univers infini et hyperbolique (modèles de Friedman).

Cette méthode a été appliquée à des comptages optiques de galaxies ; mais celles-ci, à la limite de détection sont encore trop proches pour que leur magnitude apparente puisse être sensiblement affectée par une géométrie non stationnaire de l'univers. La découverte de radiosources puissantes, la sensibilité accrue des systèmes de réception (permettant de détecter des sources plus lointaines) ont donné l'avantage aux comptages radio sur les comptages optiques de galaxies.

B) Les comptages et leurs résultats :

Gower a publié en 1966 une courbe $\text{Log } N / \text{Log } S$ (fig. 2a) en regroupant les comptages de l'équipe de Cambridge à 178 MHz (catalogue 4 C établi jusqu'à 2 uf (1) par Pilkington, Gower, Wall en 1965-66) et celui plus profond (0,5 uf) de Ryle et Neville (1962). La pente de la courbe est, dans le domaine des flux forts de $-1,8$ et décroît à $-1,3$ vers les flux faibles (0,2 uf).

Une courbe composite (fig 2b) donnée par Pooley et Ryle en 1968, déterminée à 408 MHz (zone 5 c2), s'étend jusqu'à 0,01 uf. Sa pente est voisine de $-1,85$ pour des flux supérieurs à 4 uf, elle décroît ensuite jusqu'à $-0,8$ pour les flux plus faibles.

Un comptage effectué à 408 MHz par le groupe de Bologne (Colla 1970) est complet jusqu'à 0,2 uf et devrait être bientôt approfondi jusqu'à 0,05 uf, la courbe obtenue est compatible avec les résultats correspondants aux autres fréquences (après correction).

A fréquence plus élevée, Höglund, à 1400 MHz, a effectué un comptage allant jusqu'à 0,3 uf. La courbe obtenue a une pente de -2,5 aux flux forts, qui s'abaisse à -1,5 pour les flux faibles.

Wall, Shimmis et Bolton (1968) ont présenté des résultats (fig 2c) qui semblent peu compatibles avec ceux du groupe Cambridge et ceux de Höglund : ils trouvent une pente de -1,4 sur la longueur d'onde de 11 cm (2700 MHz), pente qui varie peu jusqu'à la limite des observations (0,1 uf).

Un petit échantillon fait à 5000 MHz (fig 2 d) jusqu'à 0,1 uf. ($1 \text{ uf} = 10^{-26} \text{ w/m}^2/\text{Hz}$.) par Kellermann en 1968 n'a pas pu révéler de différence avec les courbes $\text{Log N}/\text{Log S}$ des plus basses fréquences (la barre d'erreur pour $N=3,10^3$ est telle que la forme de d est forte imprécise (d' et d'')).

Le comptage fait à 5 GHz a été complété et approfondi jusqu'à 0,07 uf (Kellermann et Davis - 1971). Pour la zone de flux compris entre 0,07 et 0,6 uf, la pente est de $-1,40 \pm 0,05$, pour une zone de flux compris entre 0,07 et 1 uf, la pente est de $-1,46 \pm 0,05$ et pour celle comprise entre 0,07 et 3 uf, la pente est de $-1,57 \pm 0,07$ (fig 2-f).

C) Interprétation des comptages :

Les résultats de ces comptages sont très différents de ceux prévus par les modèles simples décrits plus haut. Aucun de ces derniers, même avec une dispersion de luminosité des radiosources, ne peut rendre compte d'une pente inférieure à -1,5 si l'on maintient l'hypothèse d'une répartition uniforme des radiosources dans l'espace en un temps donné : l'évolution des radiosources n'est donc pas négligeable. L'aspect des courbes $\text{Log N}/\text{Log S}$ varie avec la fréquence, ce qui traduit l'influence des différents spectres des sources. En effet, le flux radio émis à une longueur d'onde λ_0 par la source est observé à une longueur d'onde $\lambda_0 (1+z)$, z étant le redshift.

La correction à apporter, due à l'indice spectral est donnée par :

$$S = S' (1+z)^{1+\alpha}$$

S étant le flux observé et α l'indice spectral

Cette correction est très faible pour des indices ≈ -1

Un modèle simplifié consiste à supposer que toutes les sources ont un spectre synchrotron en ν^α de même indice spectral $\alpha = -0,8$. Un modèle plus élaboré consiste à admettre une dispersion moyenne autour d'un indice moyen $\bar{\alpha}$. Des observations ont conduit à mettre en évidence l'existence de plusieurs classes de radiosources d'indices moyens différents (fig 4). Les 2 classes prévues par Kellermann (1966) et Véron (1966) pour les courtes longueurs d'onde ont pu être mises

en évidence en se basant sur leur spectre (Blum et Davis en 1968). Ce résultat a été confirmé par Kellermann (1968) et Lequeux (1970).

Ces complications, loin de déterminer l'intérêt des comptages, permettent de tester aussi les modèles physiques des radiosources.

D Objectifs : courbe Log N/Log S - indices spectraux.

Un des buts du comptage est de déterminer la courbe Log N/Log S à 5000 MHz jusqu'à la limite de confusion du radiotélescope, c'est à dire environ 0,01 uf (voir chapitre II-C4). Ce comptage permettra d'effectuer des tests cosmologiques, en particulier de déceler et d'étudier des familles de radiosources d'indices spectraux moyens différents, dans une zone de très faible flux. Ces mesures d'indices permettront aussi de rattacher les différentes courbes Log N/Log S entre elles et d'en établir pour les différentes classes de spectres.

Il s'avère intéressant de comparer les courbes et mesurer les spectres des radiosources entre les fréquences 408 et 5000 MHz, fréquences suffisamment éloignées l'une de l'autre.

La zone d'étude à 6 cm peut être choisie entre celle du comptage de Cambridge (5c2) et celle des Italiens (Bologne). C'est cette dernière qui est retenue bien que la profondeur du comptage 5c2 soit plus grande, car l'exploitation de celle-ci par le radiotélescope de Nançay ne permettrait pas d'obtenir d'échantillons suffisants et demanderait beaucoup de temps d'observation. Actuellement sont connues les répartitions d'indices correspondant à des échantillons de 6 uf à 0,08 uf entre 408 et 5000 MHz (zone de Bologne). Ils ont été établis par Kellermann, Davis et Pauliny-Toth (1971).

Nous pouvons remarquer (fig 5 a) que pour un échantillon insuffisant la précision est très faible (grande dispersion des indices autour de α). Celui-ci a été complété par la suite (fig 5 b). Sur cette dernière, la surface hachurée représente la distribution de l'indice spectral pour un flux à 5000 MHz $\geq 0,08$ uf, mais les indices sont mesurés par rapport au seuil de détection du comptage de Bologne, c'est à dire $\geq 0,2$ uf, ce qui a pour effet de laisser apparaître un indice mesuré supérieur (en valeur absolue) ou égal à l'indice réel. Des mesures récentes du flux des sources à 11 cm confirment ce changement et indiqueraient une valeur maximale de α comprise entre -0,2 et -0,8 pour ce même échantillon.

Le comptage de Bologne devant être complété jusqu'à 0,05 uf, il paraît donc intéressant de pouvoir effectuer des mesures à 6 cm, allant de 0,1 uf jusqu'à environ 0,01 ou 0,02 uf en 4 ou 5 échantillons.

Le radiomètre que nous décrirons a été construit en vue d'effectuer ce travail de comptage. Nous verrons, par la suite, que l'utilisation de l'appareil a été détournée de son but initial pour des raisons de conjonctures internationales.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I :

- Comptage des radiosources - rapport interne - J. Crpvisier
- Comptage des quasars - thèse - P. Véron
- Projet de programme - rapport interne - EJ. Blum
- Demande de temps de télescope-rapport interne - EJ. Blum
AM. Lesqueren
- Projet de comptage à 5000MHz -rapport interne - J. Crovisier
AM. Lesequeren
- The parkes 2700 MHz survey - Australian of physics and Astro-
physics, supplement, 1971 N° 19, P 1-68 by Wall, Shimmins, Merkelyn.
- Radio Source counts from the ohio survey- Nature vol 227 August
22-1970 by Beverley, Harris, Kraus.
- Counts of radiosources at 6 cm Wavelength - The Astrophysical
Journal, 170 ; L1-L5, 1971 November 15, by Kellermann and Davis and
Pauliny-Toth.
- Counts of radiosources at 6 cm Wavelength - Reprint - by Kellermann
and Davis
- Number counts and spectral Distribution of Radio-Sources at
centimeterWavelengths by Pauliny-Toth (Reprint).
- The dependence of radio source counts and the spectral index
distribution on frequency - Astrophysical letters, 1968 vol 2
p 105-111, by Kellermann, Pauliny-Toth and Davis.
- A survey of faint sources at 5 GHz - Astronomical Journal 1971
December by M.M. Davis.

annexe du chapitre I : (ref : les quasars-Véron P).

Considérant un espace classique stationnaire uniformément peuplé de radiosources de luminosité $L(\nu)$, r étant la distance de la terre à l'une de ces sources, la densité de flux observée à la surface de la terre est :

$$S(\nu) = \frac{L(\nu)}{4\pi r^2}$$

En effet, l'énergie émise par la source est répartie sur la surface d'une sphère d'aire $4\pi r^2$.

Si nous comptons à la fréquence ν toutes les radiosources de densité de flux supérieur à $S(\nu)$, nous obtenons un nombre $N(S)$:

$$N(S) = D \frac{4}{3} \pi r^3$$

D étant le nombre de radiosources par unité de volume. De ces deux équations on obtient :

$$N(S) = K S^{-3/2} \quad \text{avec } K = \text{constante}$$

La courbe $\text{Log}N/\text{Log} S$ est donc une droite de pente $-1,5$.

CHAPITRE II

Spécifications instrumentales du Radiomètre

Généralités :

L'énergie provenant de la radiosource à mesurer est collectée par une antenne qui est dans notre cas le Radiotélescope de Nançay. Les ondes radioélectriques sont ensuite focalisées sur l'antenne primaire ou cornet du Radiomètre. La puissance ainsi recueillie, disponible sous forme de tension fluctuante aléatoire de très faible niveau est amplifiée puis redressée dans un récepteur, avant d'être enregistrée.

Le Radiomètre est donc constitué par un ou plusieurs cornets placés au foyer du Radiotélescope et d'un ou plusieurs récepteurs. L'ensemble antenne plus radiomètre constitue le système de réception.

Le problème le plus important que pose l'étude d'un radiomètre concerne la sensibilité. Celle-ci est liée à la possibilité de détecter et de mesurer un signal noyé dans le bruit dû à l'appareil de mesure. Nous verrons au cours de ce chapitre que nous avons cherché à obtenir le maximum de sensibilité non pas en réduisant le bruit du système, car nous étions limité par le bruit de sol, mais principalement en augmentant la bande passante, le nombre d'intégrations par balayage en multipliant le nombre d'antennes primaires et en construisant un radiomètre à grande stabilité de gain.

A) Sensibilité du système de réception :

Etant donné que le signal émis par une radiosource a la forme d'une radiation thermique, la plus petite température que l'on puisse discerner est limitée par les fluctuations du bruit du système apparaissant à la sortie du récepteur. On pose par convention que cette température minimale détectable ΔT correspond à un rapport signal sur bruit égal à l'unité, en désignant ainsi le rapport de l'amplitude du signal de sortie à la valeur quadratique moyenne des fluctuations de bruit du récepteur :

T_S étant la température de bruit du système de réception, nous avons donc pour un récepteur à puissance totale (ref 1) :

$$\Delta T = T_S \sqrt{\frac{2 \Delta \nu}{\Delta \nu} \frac{BF}{HF}} \quad (2-0)$$

Cette sensibilité est affectée d'un facteur I qui dépend du type de récepteur ($I = \sqrt{2}$ pour un récepteur à corrélation).

$\Delta\nu_{BF}$ est la bande passante après détection.

Dans le cas d'une intégration pure de temps d'intégration τ , nous avons :

$$\Delta\nu_{BF} = \frac{1}{2\tau} \quad (2-1)$$

$\Delta\nu_{HF}$ est la bande du filtre passe-bande avant détection.

Pour un récepteur large bande de bande passante à -3dB = B, nous avons :

$$\Delta\nu_{HF} = B \quad (2-2)$$

Soit en plaçant (2-1) et (2-2) dans l'équation (2-0), nous obtenons l'expression classique :

$$\Delta T = \frac{\sqrt{2} T_S}{\sqrt{B\tau}} \quad (2-3)$$

L'énergie provenant de la radiosource est recueillie par l'antenne avant d'être amplifiée dans les récepteurs. Il y a donc lieu de déterminer la sensibilité globale du système de réception en tenant compte de l'influence de l'aérien.

soit K constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ joule/°K)
 Ae surface efficace de l'antenne (7000 m^2)
 η rendement en gain de l'antenne (0,09).

La sensibilité du système : densité de flux minimale détectable, est alors pour une seule polarisation (ref1) :

$$\Delta S = \frac{2K}{\eta Ae} \frac{\sqrt{2} T_S}{\sqrt{B\tau}} \quad (2-4)$$

Afin d'avoir une précision suffisante sur la mesure, il est d'usage d'exiger un rapport 5 entre le signal et les fluctuations de bruit.

$\Delta S'$ étant alors la limite de détection sûre $= S \Delta S$, nous obtenons :

$$\Delta S' = \frac{10 K}{\eta A_e} \frac{\sqrt{2} T_S}{\sqrt{B \tau}} \quad (2-5)$$

En examinant cette équation, nous pouvons distinguer les termes liés à l'aérien proprement dit : c'est à dire A_e et η qui nous sont imposés caractéristiques du radiotélescope ; et ceux liés au radiomètre : T_S , B et τ sur lesquels nous pouvons agir afin d'augmenter la sensibilité.

1) Limitation de sensibilité par l'aérien :

Le rendement du radiotélescope η est lié à la qualité des miroirs et aussi à l'adaptation de l'ouverture du cornet focal à la tache de diffraction. Pour une bonne adaptation, il est estimé à 9% (ref2). Ce rendement est très faible sur 6 cm car le radiotélescope avait été construit pour un fonctionnement optimal à 21 cm de longueur d'onde.

D'autre part, la surface A_e est fixée : 7000 m² ; elle détermine le pouvoir séparateur du radiotélescope et par conséquent la sensibilité du système à cause de la confusion :

La confusion est l'ensemble des perturbations causées par le passage de sources fortes dans les lobes secondaires de l'antenne et la présence de sources discrètes, faibles, dans le lobe principal.

Limite de confusion :

La confusion limite la densité $N(S)$ de sources observables avec un instrument de diagramme d'antenne donné. Des études ont été faites dans les références :

(4), (5), (6), (7), (8), (9). Nous allons appliquer les calculs de cette dernière (qui nous semblent plus évidents) à notre cas : Supposons que nous voulons observer des sources ayant une densité de flux $\geq S_{obs}$. Ceci avec μ lobes primaires par source de cette densité de flux. Le lobe contient alors en moyenne un nombre de sources dont la densité de flux $\geq S$:

$$(n = \text{pente } \log N / \log S)$$

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{S_{obs}}{S} \right)^n \quad (2-6)$$

Et le nombre moyen de sources dont la densité de flux est $S \dots S + dS$ contenu dans le lobe est :

$$dN = \frac{n}{\mu} \left(\frac{S_{\text{obs}}}{S} \right)^n \frac{dS}{S} \quad (2-7)$$

Ce nombre suivant une distribution de Poisson, la fluctuation due à la confusion est donc :

$$\Delta S = \left(\int S^2 dN \right)^{1/2} = \left(\frac{n S_{\text{obs}}^n}{\mu} \int_{S_{\text{lim}}}^{S_{\text{obs}}} \frac{dS}{S^{n-1}} \right)^{1/2} \quad (2-8)$$

Cette formule donne une valeur exacte de ΔS , si la pente n de la courbe $\log N / \log S$ reste constante à la limite inférieure S_{lim} et si nous n'avons pas de sources de flux inférieur à S_{lim} . Mais tant que $S_{\text{obs}} > S_{\text{lim}}$, la formule (2-8) donne une bonne approximation. Nous avons :

$$q_b = \frac{\text{Signal}}{\text{bruit}} = \frac{S_{\text{obs}}}{\Delta S} \quad (2-9)$$

et après intégration de (2-8) nous avons :

$$q_b = \frac{\sqrt{\mu}}{C} \text{ avec } C = \left(\frac{n}{2-n} \left[1 - \left(\frac{S_{\text{lim}}}{S_{\text{obs}}} \right)^{2-n} \right] \right)^{1/2} \quad (2-10)$$

Ce qui donne, pour un rapport signal/ bruit (de confusion) égal à 5 :

$$\mu \approx 40 \text{ lobes primaires par source. } (2-11)$$

C'est une valeur moyenne lorsque $n = 1,5$

L'aire solide du lobe du radiotélescope peut être calculé suivant l'expression $\Omega_a = \frac{\lambda^2}{Ae}$

Nous trouvons alors :

$$\Omega_a = 5.10^{-7} \text{ rd}^2$$

Mais ceci ne tient pas compte du rendement en surface de l'antenne. Aussi, en pratique, nous avons un lobe ayant $6' \times 1'30$, ce qui donne une aire solide de :

$$\Omega_e = 6.10^{-7} \text{ rd}^2$$

La surface solide par source est, suivant (2-11) :

$$\Omega_c = 24.10^{-6} \text{ rd}^2$$

Et en se référant à la courbe 2d" du chapitre I, nous obtenons, une valeur de N confusion $\approx 5.10^4$ sources/stéradian

d'où S confusion $\approx 0,01$ uf. (si $n \approx 1,5$)

Ces valeurs ne sont pas très précises (dépendent de la valeur exacte de Slim, de la pente n etc...) Mais elles donnent quand même un ordre de grandeur. Nous voyons ici l'importance de l'effet du pouvoir séparateur de l'instrument sur la sensibilité maximale du système.

2) Limitation de la température de bruit du système :

Considérons le schéma de principe du radiomètre de la fig. II-1 la puissance mesurée à la sortie du récepteur en l'absence de signal provient du bruit des différents étages ainsi que des rayonnements extérieurs tels celui du ciel, du sol etc... Si nous ramenons les températures de bruit correspondantes à l'entrée du radiomètre, nous pouvons écrire, en négligeant les pertes dans les cables de transmission, la température de bruit du système :

$$T_S = T_{\text{ciel}} + T_{\text{sol}} + T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots$$

G_1, G_2 étant suffisamment grand, nous pouvons négliger la température de bruit des autres étages.

$T_{\text{ciel}} + T_{\text{sol}}$ sont appelés T_A : température d'antenne ou tout simplement bruit de sol car le rayonnement dû au ciel sur 6 cm est très faible (quelques degrés Kelvin). Dans notre cas nous avons alors $T_{\text{sol}} \approx T_A \approx 150^\circ \text{ K}$ (ref.2). Ce rayonnement provient du sol situé devant le cornet focal, collecté par les lobes secondaires de celui-ci ; ainsi que le rayonnement des corps situés derrière le miroir fixe du radiotélescope collecté par le lobe principal du cornet focal, à cause de la transparence du miroir. Il n'a pas été envisagé d'essayer de réduire ces rayonnements, car cela aurait demandé un travail considérable et un budget important. L'effort a surtout été porté sur les récepteurs en réduisant au mieux les fluctuations normales et anormales qui leurs sont propres.

Nous verrons plus loin ce que nous nommons fluctuations anormales ; et voyons maintenant la participation du récepteur au bilan de bruit : nous écrivons alors :

$$T_R = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots$$

La température de bruit du récepteur provient principalement du terme T_1 si toutefois G_1 est important, c'est à dire des performances de l'étage d'entrée.

Pour la fréquence qui nous intéresse (5000 MHz), nous avons plusieurs techniques possibles :

La première consiste à utiliser directement un mélangeur, mais cet appareil à un gain faible (0,5 dans les meilleurs cas) et un bruit propre non négligeable, aussi ne pouvant espérer un bruit de récepteur inférieur à 1500°K, voyons les autres possibilités :

Nous pouvons utiliser des amplificateurs paramétriques et alors nous distinguons deux cas :

Le premier, l'amplificateur paramétrique fonctionnant à la température ambiante permet d'obtenir des températures de récepteur de l'ordre de 150°K.

Le second concerne l'amplificateur refroidi soit par de l'azote liquide, des systèmes frigorifiques spéciaux ou par de l'hélium liquide, nous permet d'amener T_p à des valeurs qui sont respectivement de l'ordre de 100°K, 60°K et 30°K.

A cause de la participation élevée du bruit de sol au bruit de système, il ne nous est pas paru nécessaire d'utiliser des amplificateurs paramétriques refroidis, car la diminution du bruit de système dans le meilleur cas n'est que de 35% alors que l'on peut estimer une augmentation de prix de revient d'un facteur 6 à 7.

Le premier étage, constitué d'un amplificateur paramétrique à la température ambiante nous permettra de disposer d'une température de bruit de système de l'ordre de 300°K.

3) Limitation de la bande passante :

Les signaux reçus étant de même nature que le bruit du système et émis dans une bande de fréquence très grande (limitée par l'écart admissible; entre ceux-ci et un signal dont le niveau est constant en fonction de la fréquence (spectre plat) la sensibilité augmente dans le rapport $\sqrt{B}$.

Il n'est pas possible d'augmenter B indéfiniment, car mis à par le fait que les sources n'ont pas toutes un spectre plat, nous nous heurtons à deux incompatibilités :

a) Parasites :

La bande protégée pour la Radio-Astronomie est de 10MHz centrée sur 4995MHz (pour la bande de 6 cm).

A l'aide d'un récepteur simplifié installé à Nançay, nous avons pu explorer en fréquence une bande assez large

sans être perturbé par des émissions parasites (radars, faisceaux hertziens etc...). Les résultats obtenus nous ont permis d'envisager l'utilisation d'une bande passante d'environ 500 MHz centrée 4 850 MHz et cela avec un temps d'utilisation possible de 80% du temps d'observations.

b) Contraintes techniques :

La bande passante des éléments constituant un récepteur est très limitée : Il est techniquement difficile d'obtenir en haute fréquence des bandes supérieures à 10% de la fréquence d'utilisation, si l'on veut garder des caractéristiques générales suffisantes (exemples : gain des amplificateurs paramétriques, réjection des hybrides, stabilité de phase, taux d'ondes stationnaires des antennes etc...).

Il en est de même aux fréquences plus basses où la limitation est de l'ordre de l'octave (amplificateurs moyenne fréquence, hybrides MF etc...).

Il ya donc un compromis à faire : il nous est paru raisonnable de limiter la bande à 500 MHz de la centrer sur 4,850 GHz. Elle s'étend donc de 4,6 à 5,1 GHz.

4) Limitation du temps d'intégration:

Le temps d'intégration ou temps de pose τ peut être limité par les variations de la source observée c'est à dire plusieurs jours en général ; mais en pratique, cela est différent :

En effet, le lobe du radiotélescope est solidaire du mouvement de la terre, donc balaye une source ponctuelle, située à l'équateur en un temps $\theta = 6s$. Aussi il apparaît deux possibilités :

Nous pouvons déplacer le cornet focal afin de suivre la source pendant un temps donné, limité par les caractéristiques du radiotélescope. Ce temps peut-être compris entre 30 mn et 1 heure, selon la déclinaison de la source dans le ciel, et dans ce cas être la limite du temps d'intégration. Cela suppose évidemment une stabilité parfaite du gain et du niveau de référence.

Pour le gain, nous verrons plus loin que les conditions peuvent être remplies, mais en ce qui concerne le niveau de référence, cela est différent à cause des variations du bruit de sol au cours du déplacement du cornet focal.

L'autre possibilité est de laisser balayer la source par le lobe de l'antenne : c'est la technique du passage. Dans ce cas, afin d'obtenir une résolution suffisante permettant des mesures de largeur et de position des sources, il est nécessaire d'avoir $\tau \ll \theta$. Nous pouvons prendre comme compromis :

$$\tau = \frac{\theta}{6} = 1 \text{ seconde}$$

Nous verrons au chapitre IV qu'il est possible de superposer plusieurs passages et de les intégrer (maximum $N=15$ balayages par jour) et pendant plusieurs jours (n). La sensibilité se trouve alors augmentée dans le rapport

$$\sqrt{nN}$$

Le même résultat est obtenu en augmentant le nombre de récepteurs et d'antennes (m étant le nombre de lobes primaires, la sensibilité devient proportionnelle à

$$\sqrt{m N n \tau}$$

Il est toutefois indispensable d'avoir le quotient

$$\frac{T_s}{\sqrt{B\tau}} \quad \text{minimum, car, en agissant sur } N, \text{ nous perdons un temps}$$

d'observation proportionnel au carré de l'accroissement de sensibilité et qui peut donc prendre des proportions considérables. Il ne nous est pas possible non plus d'accroître le nombre de lobes, donc de récepteurs, de façon importante car le prix de revient du système deviendrait aussi considérable. Pour cela, compte tenu du budget qui nous a été attribué, nous avons envisagé la construction de 2 récepteurs à corrélation soit au total 4 lobes primaires.

Nous avons vu précédemment que le radiotélescope de Nançay permettait d'effectuer des observations à la profondeur souhaitée 0,02 uf - chapitre 1) sans être limité par la confusion, il nous est possible maintenant de déterminer la sensibilité du système pour un seul passage et le nombre d'intégrations nécessaires pour atteindre la sensibilité maximale désirée.

Pour un seul passage et une antenne primaire, la sensibilité est d'après l'expression 2-6 :

$$\Delta S' = 0,42 \text{ uf.}$$

Soit pour 4 antennes primaires :

$$\Delta S' = 0,21 \text{ uf.}$$

Nous obtiendrons donc la profondeur maximale envisagée en 100 passages environ, soit si nous considérons 15 passages par jour, 6 à 7 jours d'observations.

B) Stabilité de gain du système :

Obtenir une très grande sensibilité ne servirait à rien si la stabilité de gain n'était pas suffisante. Les instabilités des éléments internes ou externes aux récepteurs produisent des dérives ou variations rapides du gain qui s'ajoutent à la fluctuation du système : ce sont les fluctuations anormales.

Nous allons donc déterminer les causes de ces fluctuations, les conditions de stabilité et les moyens de minimiser ces effets ; en ce qui concerne les récepteurs d'abord, les éléments extérieurs ensuite.

1) Stabilité de gain des récepteurs :

Afin de ne pas détériorer la sensibilité du système, nous pouvons estimer qu'il est nécessaire de limiter les fluctuations parasites au quart de la fluctuation normale. Pour un récepteur à puissance totale (classique), nous pouvons écrire d'après les expressions 2-0, 2-1, et 2-2 et les caractéristiques déterminées précédemment, que la fluctuation est de l'ordre de $0,014^\circ\text{K}$.

Les fluctuations parasites δT doivent donc être inférieures à $0,0035^\circ\text{K}$ et la stabilité de gain, qui peut être donnée par $\frac{\delta T}{T_S}$ soit :

$$\delta T \leq \frac{\sqrt{B\tau}}{4T_S} \text{ doit être de l'ordre de } 10^{-5}.$$

Cela n'est guère réalisable pratiquement ; aussi nous avons utilisé un procédé qui permet d'obtenir le résultat souhaité tout en ayant des conditions moins sévères sur la stabilité de gain : c'est la corrélation. Ce procédé et son application a été développé par E.J. Blum, principalement en France. D'autres techniques auraient pu être utilisées, telles que celles de la permutation et commutation de Dicke, Graham etc... Généralement utilisées à l'étranger, mais ces dernières ne permettent pas d'obtenir, toutes choses égales par ailleurs, des performances identiques à celles obtenues avec la corrélation (influence de I sur l'expression 2-3) - (réf. 1 et 3).

Nous allons déterminer les conditions de stabilité en reprenant les calculs effectués dans la (ref. 11) :

Considérons un système presque symétrique et recevant un signal inférieur au bruit du système (figure II-2).

e , e' représentent les tensions de bruit de système ramenées conventionnellement à l'entrée des récepteurs. Elles sont indépendantes par définition. Dans un récepteur à corrélation, le signal $\sqrt{2} S$ venant de l'antenne est séparé en 2 par le système H, comprenant un circuit hybride. Il en est de même pour le signal de comparaison $\sqrt{2} S'$.

K et K' sont des facteurs de couplage (de tensions) à l'entrée des récepteurs.

Pour le récepteur 1, nous avons donc l'entrée :

$$S + S' + e + K e$$

Et à l'entrée du récepteur 2 :

$$S - S' + e + K' e \quad (\text{pour un hybride } 180^\circ)$$

Après amplification, on a aux entrées du corrélateur les tensions :

$$\begin{aligned} E &= [S+S'+e (K+dK) \bar{e}] (G+dG) \text{ et} \\ E' &= [S-S'+\bar{e}+(K'dK')e] (G'+dG') \end{aligned}$$

Un corrélateur parfait donne une sortie $S = \overline{EE'}$

Le corrélateur réel effectue l'opération (détection quadratique):

$$S = \overline{EE'} + p\overline{E'^2} + p'\overline{E^2}$$

p et p' sont des coefficients correspondant à un couplage fictif ramené à l'entrée d'un corrélateur parfait.

La sortie S s'écrit alors :

$$\begin{aligned} S = & [(S^2 - S'^2 + K'\bar{e}^2 + K'\bar{e}'^2) G G'] + [(S^2 - S'^2 + Ke^2 + Ke'^2) (GdG' + G'dG)] \\ & + [ee'G^2] + [(dKe^2 + dK\bar{e}'^2) GG'] + [p\bar{e}^2 G^2 + p'\bar{e}'^2 G'^2] \\ & + [p\bar{e}'^2 G'dG' + p'\bar{e}^2 GdG] + [dp\bar{e}^2 G'^2 + dp'\bar{e}'^2 G^2] \end{aligned}$$

Les termes compris dans les crochets correspondent physiquement à :

- 1) - signal et déséquilibre à l'entrée,
- 2) - fluctuation de gain sur le déséquilibre à l'entrée
- 3) - fluctuations normales,
- 4) - fluctuations du couplage à l'entrée,
- 5) - déséquilibre de sortie
- 6) - fluctuations de gain sur le couplage dans le corrélateur.
- 7) fluctuations du couplage dans le corrélateur.

Ceci avec $e, e' \gg S, S'$ $K, K' ; p, p' \ll 1$

$$\frac{dK}{K}, \frac{dK'}{K'}, \frac{dp'}{p'}, \frac{dp}{p}, \frac{dG}{G}, \frac{dG'}{G'} \ll 1$$

$$e' \approx e' \quad K \approx K' \quad p \sim p' \quad , \quad G \sim G' \quad dG' \sim dG$$

Pour le calcul des couplages et de leurs variations admissibles, il faut comparer leur effet sur S à l'amplitude de la fluctuation normale.

bruit : Celle-ci, $ee' G^2$ est relié à la puissance totale du

$$\bar{e}^2 G^2 + \bar{e}'^2 G'^2 \text{ par :}$$

$$\frac{ee' G^2}{\bar{e}^2 G^2 + \bar{e}'^2 G'^2} = \frac{2}{\sqrt{B\tau}} = \alpha$$

Ainsi, pour que le système n'ajoute pas de bruit à la fluctuation normale, ces conditions doivent être remplies :

$$p \ll \frac{G}{dG} \propto , \quad K \ll \frac{G}{dG} \propto \quad \text{et} \quad \frac{dP}{P} \sim \frac{dG}{G}$$

gain $\frac{\Delta G}{G} \sim \frac{1}{1000}$ Ce qui donne pratiquement avec une stabilité de

ture) : (Ce que l'on peut obtenir en stabilisant la température) :

- pour la réjection du corrélateur : 23 dB
- pour l'isolement à l'entrée : 46 dB

et il est préférable d'équilibrer S et S' pour rendre très faible le terme (2).

D'autre part, la sensibilité du système à corrélation varie en fonction de l'écart de phase ($\Delta\Psi$) entre voies comme

$$S \cos \left[\Delta\Psi_{(v)} + d(\Delta\Psi)_{(t)} \right]$$

Il est nécessaire de garder une phase constante entre voies :

$$\Delta\Psi = f(v) \text{ à } \pm 10^\circ \text{ près}$$

et $d(\Delta\Psi) = f(t) \text{ à } \pm 1^\circ \text{ près}$, afin d'obtenir la stabilité souhaitée.

Evidemment au prix de quelques complications du récepteur, nous pouvons obtenir la stabilité souhaitée avec des conditions de stabilité de gain pas trop sévères : 10^{-3} .

2) Autre forme de fluctuation de gain :

Si nous considérons le récepteur de bande passante Δf avec, à la sortie un appareil de mesure de bande passante df beaucoup plus petite, nous constatons que l'amplitude des fluctuations dépasse largement celle que prévoit la théorie.

Dans notre cas le phénomène semble être dû au bruit de l'amplificateur différentiel du corrélateur.

Si nous déplaçons la fréquence centrale d'un filtre passe bande, de bande très faible df à la sortie du radiomètre, nous allons mesurer une énergie de fluctuation en fonction de la fréquence : courbe (fig. II-3).

En considérant que nous ayons df variable entre 0 et Δf , l'énergie de fluctuation est d'autant plus importante que la bande est faible. (dans notre cas $df \approx 1\text{Hz}$). Si nous plaçons ce filtre, non pas près de 0, mais à une fréquence $F+df$, l'augmentation de fluctuation est négligeable.

Nous pouvons obtenir cet effet de translation de fréquence (gardant un fonctionnement normal du radiomètre) en utilisant le procédé de modulation à une fréquence F et démodulation synchrone.

Afin d'obtenir à la sortie du système une fluctuation normale, il faut choisir une fréquence de modulation > 10 Hz.

Procédé de translation de fréquence :

Le procédé utilisé ici est du type à modulation de phase. Ce système est facilement réalisable lorsqu'il est adapté au récepteur à corrélation.

Le schéma de principe est représenté sur la fig. II-4/

La phase de l'une des voies est modulée de 0 à π par un signal en créneau de fréquence F . Le signal corrélé obtenu en présence d'un déséquilibre de température entre les cornets est donc un créneau d'amplitude $2s$ et de périodicité $\frac{1}{F}$. Un filtre passe-haut permet de sélectionner sans perdre d'information le signal modulé à la fréquence F .

La démodulation s'effectue par un commutateur en synchronisme inversant la phase de π toutes les périodes. On obtient un effet de détection double alternance. Le signal résultant est ensuite normalement filtré.

3) Causes externes des fluctuations parasites :

Celles-ci proviennent soit de l'aérien proprement dit, soit des conditions de propagation :

a) Influence de l'aérien sur la stabilité :

Le pointage absolu et sa stabilité n'est pas chose évidente pour le radiotélescope fonctionnant sur 6 cm où les conditions demandées sont plus rigoureuses qu'aux fréquences basses.

Ces variations sont dues principalement aux contraintes sur les miroirs ou pylones du radiotélescope, causées par des variations de température. Une étude du pointage et de ses variations a été effectuée au théodolite par Champion M., Lesqueren A.M., Crovisier J., permettant de mesurer l'importance de ces phénomènes, avant la construction des récepteurs (ref 10).

Ces mesures ont mis en évidence des variations de pointage $< 3/1000$ de degré soit les $3/100$ du lobe en déclinaison ($\Omega\delta=6'$), ce qui devrait donner des variations du flux mesuré négligeables. De toute façon, avec des résultats moins optimistes, il n'aurait pas été envisageable d'agir directement sur la cause.

Nous verrons plus loin que nous avons utilisé un procédé qui permet de connaître rapidement l'écart de pointage.

b) Fluctuations de propagation :

Les fluctuations qui dépendent des conditions atmosphériques ne sont pas négligeables à cette fréquence et produisent des variations plus ou moins rapides du flux apparent de la radiosource.

Ainsi, l'utilisation d'un radiomètre à faible bande sur 6 cm de longueur d'onde existant auparavant à Nançay, était impossible les jours de pluie ou de neige.

Il est possible de minimiser ces effets en utilisant un radiomètre à deux cornets dans le plan focal. Nous pouvons utiliser aussi le procédé de permutation de lobe, mais celui-ci est moins facilement adaptable aux récepteurs à corrélation.

Radiomètre à double cornet focal :

Reportons-nous à la fig. II-3a représentant le schéma simplifié d'un récepteur à corrélation.

Celui-ci est en fait un récepteur différentiel par principe puisqu'il donne en sortie une déviation proportionnelle à la différence de température entre la charge de référence et l'antenne .

$$\text{si } T_A > T_{\text{ref}} \quad T_A - T_{\text{ref}} = KS$$

$$\text{si } T_{\text{ref}} > T_A \quad T_A - T_{\text{ref}} = -KS$$

Il était d'usage à Nançay d'utiliser comme charge un cornet dit froid pointé au Zénith (visant une zone de température de brillance $\approx 4^\circ\text{K}$), avec un atténuateur variable, télécommandé, permettant d'équilibrer le bruit d'antenne en augmentant la température apparente de la charge, selon l'expression :

$$T_{\text{ref}} = \frac{T_{\text{ciel}}}{A} + T_o \left(1 - \frac{1}{A}\right) = T_A$$

$T_o =$ température ambiante
 $A =$ atténuation

Dans notre cas, nous avons pris comme référence un cornet placé au foyer, de la même manière que le cornet principal. La température est quasi équilibrée par nature puisqu'ils visent tous deux avec un lobe identique des régions du sol et du ciel qui sont à des températures très voisines

Les deux lobes ainsi obtenus sont pratiquement confondus dans la zone ou colonne d'atmosphère qui perturbe plus la transmission, c'est à dire jusqu'à 2 000 m d'altitude environ, si les cornets sont suffisamment rapprochés (≈ 1 m). Les fluctuations sont alors corrélées sur les deux cornets et s'annulent en fonction du principe énoncé plus haut.

Par contre, ce système ne permet pas d'effectuer des mesures de sources très étendues en ascension droite, car les lobes étant proches l'un de l'autre, l'information recueillie serait difficile à interpréter. Il est toutefois possible d'écartier suffisamment les cornets dans ce sens pour permettre des mesures de sources élargies. Un compromis consiste à les placer à une distance telle que les premiers lobes secondaires intermédiaires soient confondus de façon à ce qu'ils s'annulent pratiquement sur les enregistrements.

Une autre possibilité a été utilisée en déplaçant les cornets suivant l'axe vertical, c'est à dire que dans ce cas les lobes ne sont plus pointés à une même déclinaison. Si la différence est faible (dans notre cas le recoupement des lobes est à -1 dB), ce système permet de mesurer avec précision la position des sources en mesurant l'amplitude relative du signal correspondant à chaque lobe. Cette méthode est plus sensible que la recherche d'un maximum (cas d'un lobe unique).

Dans le cas de mesures de sources isolées, le gain de sensibilité du récepteur à deux lobes décalés de 1 dB en δ devient $0,8 \cdot \sqrt{2}$ lorsque la source est centrée entre eux.

La fig. II-5 représente la disposition des ouvertures des cornets, dans le plan focal.

Nous rappelons que 1' dans le ciel en δ correspond à une distance de ≈ 8 cm dans le plan focal et que le lobe à $\frac{1}{2}$ puissance dans ce plan $\approx 6'$ d'arc.

c) Dynamique - linéarité :

Les récepteurs doivent avoir une dynamique suffisante pour passer sans saturation des signaux dont le niveau peut varier depuis le niveau du bruit du système jusqu'à celui des sources les plus intenses.

La valeur maximale du flux des sources est de l'ordre de ≈ 10 uf (voir la courbe Log N/Log S fig. 2 d).

En considérant un rendement de système de 9% (ref2), l'élévation de température maximale produite par "le passage" d'une source forte dans le lobe est $\approx 2^\circ\text{K}$.

Il y a lieu de déterminer la dynamique nécessaire à chaque partie du système :

Pour les étages hautes fréquences, moyennes fréquences et détection, la dynamique nécessaire est faible $\approx 1\%$, mais après corrélation, l'amplitude correspondant au flux de la source est comparée à l'amplitude de la fluctuation due au bruit de système. La dynamique dépend alors de τ . Elle doit être d'environ 20 dB dans ces conditions pour $\tau=1\text{sec}$.

La linéarité doit être maintenue constante à quelque % près sur cette plage dynamique, de façon à mesurer avec précision le flux des sources; (Celui-ci est mesuré par comparaison avec des sources étalons).

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II :

- 1 - Radio Astronomy - Kraus - by Kraus and Tiuri.
- 2 - Mesures de polarisations avec le radiotélescope de Nançay - Thèse Biraud.
- 3 - Sensibilité des radiotélescopes et récepteurs à corrélation - Annales d'Astrophysique P14a-163-t22-N°2-1959 par E.J. Blum.
- 4 - Radiotélescope antennas of large Aperture - Proceedings of IRE january 1958 P93-97 by Kraus.
- 5 - Resolution, Pattern Effects and Range of Radio - Telescopes. Electromagnetic Wave theorie symposium P445-451 by Kraus.
- 6 - The Parkes 2 700 MHz survey - Aust J. Phys. astrophys. Suppl. 1971-N°19. P1-20 by Wall, Shimmis, Merkelyn.
- 7 - Survey of Radio-Sources- The confusion problem - Astrophysical Journal supp 1967 P 79-95.
- 8 - Projet de programme - Pouvoir séparateur et confusion -Rapport interne N° 162 par E.J. Blum et Lesqueren A.M.
- 9 - Very large antennas for the cosmological problem I. Basic Considérations - Publications of the National Radio Astronomy Observatory vol 1 April 1961, number 2. P19-42 by an Van Hoerner.
- 10 - Compte rendu des contrôles d'inclinaison sur les miroirs mobiles - compte rendu N° 289 par M. Champion.
- 11 - Estimation des réjections et isolements nécessaires dans les récepteurs à corrélation -Rapport interne N° 197 par E.J. Blum
- 12 - Chromatisme des récepteurs à corrélation - Rapport N°7/68 par R. Lauqué.

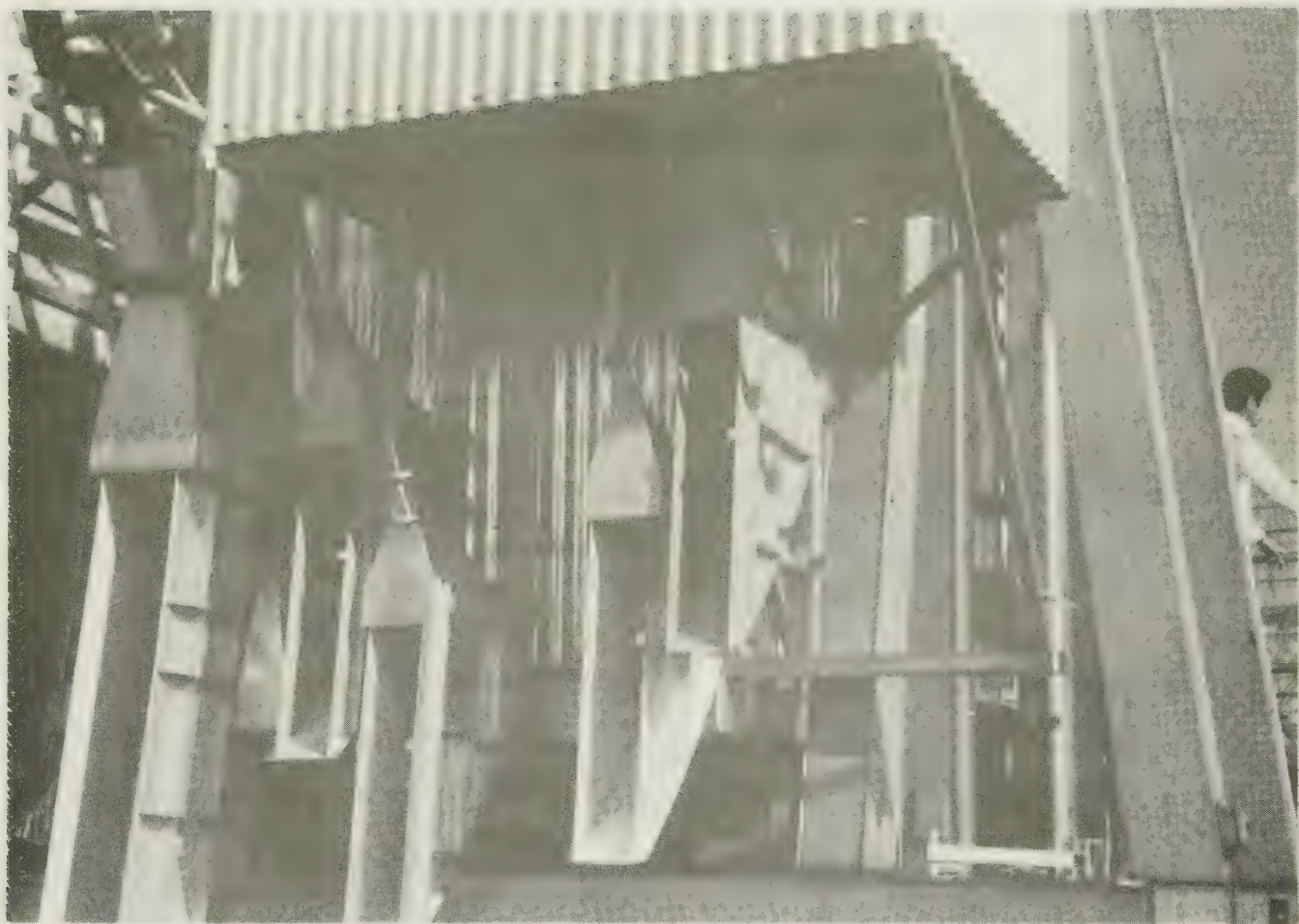


Figure II-5' : Ensemble de 4 cornets 6 cm : la disposition est différente de celle utilisée maintenant.

CHAPITRE III : LE RADIOMETRE

Généralités :

Comme nous l'avons vu précédemment, nous utilisons un ensemble de réception comprenant deux récepteurs à corrélation conformes aux spécifications générales définies au chapitre II;

Nous nous bornerons à décrire sommairement l'un d'eux dans son ensemble en insistant ensuite sur les dispositifs particuliers qui ont fait l'objet d'une étude approfondie tels le système focal, les amplificateurs paramétriques (qui seront traités dans les chapitres V et VI), le corrélateur, le système de modulation et démodulation synchrone.

A) Description et schéma d'ensemble :

Le schéma d'un radiomètre est représenté sur la figure III-1.

L'énergie recueillie au foyer du radiotélescope par l'un ou l'autre des cornets, est transmise à l'hybride (1), par l'intermédiaire de guides d'ondes. La tension correspondante est alors divisée dans ce circuit pour être appliquée à l'entrée des deux voies A et B.

Un système de couplage (C₂, C₃) permet d'introduire un bruit de comparaison provenant d'une source de bruit étalon (2-Tube à bruit), au niveau des cornets, pour étalonner le récepteur. Un commutateur digital (3) sélectionne l'un des quatre coupleurs correspondant à la voie à étalonner.

Le commutateur ainsi que le tube à bruit sont commandés soit manuellement, soit automatiquement par l'ordinateur en fonction du programme utilisé.

Chaque voie du radiomètre est composée d'un récepteur superhétérodyne comprenant une partie haute fréquence constituée de deux amplificateurs paramétriques (4 et 5), suivis d'un mélangeur (6) ramenant le signal à une fréquence intermédiaire de 750 MHz avec une bande de 500 MHz.

Le signal d'oscillateur local sur la fréquence de 4100 MHz devant avoir une phase cohérente sur les deux voies, fourni par un oscillateur commun (7) est divisé dans un té (8), avant d'être appliqué aux mélangeurs. Un déphaseur digital à diodes PIN (9) permet d'effectuer une modulation de phase relative (0π) entre les deux voies selon le principe vu au chapitre II-B-2. Ce déphaseur est commandé par la tension de modulation délivrée soit par un générateur interne (9), soit par l'ordinateur (dans le cas où une détection synchrone simultanée est effectuée par celui-ci).

Une commutation automatique (10) effectue le passage sur le générateur interne lorsque le calculateur n'est pas connecté. Un déphaseur manuel (9') situé dans l'autre branche du té (8), permet de "mettre en phase" le récepteur.

L'amplificateur intermédiaire est constitué par deux modules en cascade (12 et 13) séparés par un atténuateur variable manuel (14) permettant d'ajuster le gain et l'équilibrage en gain des voies (conditions du chapitre II-B-1).

Les signaux ainsi amplifiés dans chacune des voies sont appliqués au corrélateur (15).

De là, le signal corrélé obtenu est divisé pour être dirigé soit vers l'ordinateur (voie digitale), après être amplifié (16) puis filtré (17) selon les conditions définies au paragraphe IV-B). Le signal corrélé est aussi dirigé vers l'enregistreur (18), (voie analogique) après être démodulé (19) amplifié (20) puis filtré (21).

L'ensemble de réception est placé dans un local solidaire du chariot porte cornets se déplaçant sur la voie focale (voir photos). Le local est stabilisé en température à $\pm 1^{\circ}\text{C}$ autour de 20°C par un climatiseur afin de satisfaire les conditions de température (principalement celles définies au chapitre VI).

B) Etude des différentes parties :

1) Le dispositif focal et ses connections aux récepteurs.

Il comprend les cornets, les guides d'ondes et les systèmes d'étalonnages :

a) Les cornets :

Il sont destinés à collecter l'énergie au foyer du radiotélescope. L'étude a été effectuée par Biraud F. (ref1) pour des mesures de polarisation. Nous avons adapté ses résultats à notre cas et avons modifié principalement le polariseur et l'adaptation d'impédance, comme nous le verrons au cours de cette étude.

L'ouverture d'un cornet est telle que celui-ci recueille le maximum d'énergie contenue dans la tâche focale du radiotélescope à 6 cm de longueur d'onde, les dimensions sont alors 15λ suivant l'axe vertical, soit 850 mm et $2,66 \lambda$ sur l'axe horizontal, soit 160 mm. Le cornet est parabolique de type hog-horn (représenté sur la figure III-2).

La section du guide de sortie, carrée, permettait la liaison avec un modeur et polariseur. Ici nous avons adopté la polarisation horizontale car il semblerait que le bruit de sol est moins important sur celle-ci :

Nous avons alors effectué la jonction entre ce guide de section carrée et le guide normal de mode TE_{01} par une transition pyramidale de longueur $3\lambda_g/2$, soit 117 mm afin d'obtenir une bonne adaptation sur la bande de fréquence utile relativement large. En effet, comme nous le verrons dans le paragraphe-b-, il est nécessaire de maintenir le TOS de l'ensemble cornet plus transition, inférieur à 1,10.

Les antennes focales avaient été étudiées à l'origine pour être utilisées sur une faible bande de fréquence : 10 MHz ; nous avons donc cherché à déterminer l'impédance présentée par l'ensemble dans la bande comprise entre 4,5 et 5,2 GHz. Les résultats sont présentés sur l'abaque de Smith figure III-3. Nous remarquons en premier lieu que le TOS maximal est 1,35, c'est à dire hors normes. Nous distinguons d'autre part des boucles dont nous avons cherché la périodicité ; nous avons alors deux cas à considérer :

- un type à grande périodicité comprenant environ 6 boucles.
- un type à faible périodicité comprenant une seule boucle.

Notre interprétation du phénomène fut la suivante : l'écart de fréquence ΔF entre chaque boucle correspond à la présence d'une désadaptation à une distance l du point de mesure telle que :

$$l = \frac{\lambda}{2} \quad \text{avec} \quad \lambda_g = \frac{c}{\Delta F}$$

La difficulté résidait dans la connaissance du rapport $\frac{\lambda_g}{\lambda}$

En effet, celui-ci n'est pas constant à cause de la géométrie du cornet. Nous avons estimé alors un rapport moyen $\approx 1,15$. La périodicité du second type est d'environ 600 MHz ; la désadaptation se situe donc à une distance d'environ 12 cm : c'est le plan de transition entre le cornet et l'adaptateur en guide.

Nous avons alors cherché à diminuer le TOS en réduisant l'amplitude des boucles du premier type d'abord. Pour cela nous avons placé des obstacles à l'entrée du cornet de façon à compenser la désadaptation survenant à cet endroit.

Nous obtenons la configuration représenté sur l'abaque de la figure III-4 sur laquelle apparaît alors nettement la boucle de faible périodicité.

En plaçant aussi des obstacles à 12 cm du plan de mesure, nous avons en effet réduit l'amplitude de la boucle résiduelle (fig III-5).

Sur cette dernière, nous remarquons que pour réduire encore le TOS du cornet il est nécessaire de centrer la boucle sur l'impédance normale du guide d'onde (normalisée à 1,0 sur l'abaque).

Nous avons effectué ce travail en plaçant une réactance capacitive parallèle (vis) à une distance du plan de mesure égale à $\sim \frac{3\lambda_g}{8}$ (λ_g moyen).

Le résultat obtenu est représenté sur la figure III-6 ; nous constatons que le TOS maximum est 1,10 dans la bande considérée.

Nous aurions pu améliorer encore l'adaptation, mais ne disposant pas de mesureur d'impédance, automatique, ce travail effectué à l'aide d'une ligne de mesure en guide d'ondes a nécessité beaucoup de mesures pour la recherche de l'adaptation optimale donc beaucoup de temps. Nous nous sommes alors limité à l'adaptation nécessaire et suffisante définie par les conditions du paragraphe b de ce chapitre. Nous avons obtenu sensiblement les mêmes résultats sur les 3 autres cornets.

b) Les liaisons : du dispositif focal aux amplificateurs :

- Eléments de liaison :

La figure III-7a représente les circuits de liaison entre un cornet et une voie d'amplification. Avec L : pertes du circuit et Γ le coefficient de réflexion dû aux désadaptations, nous pouvons écrire la température apparente du système :

$$T_S = T_a + T_o (L-1) + L T_R (1+\Gamma^2) \text{ avec } \Gamma^2 = \left| \frac{TOS-1}{TOS+1} \right|^2$$

Pour un TOS < 1,10, nous pouvons négliger les pertes due à la désadaptation et ne considérer que celles produites par l'affaiblissement dans les dispositifs de liaison.

Afin de limiter les pertes d'énergie entre les cornets et récepteurs, nous avons abandonné l'idée d'utiliser des câbles coaxiaux au profit des guides d'ondes.

Nous utilisons alors des guides WR187 dont les pertes sont de l'ordre de 0,06dB/m (pour 0,5 à 1 dB dans le cas des câbles coaxiaux).

La longueur de guide nécessaire est en moyenne 2,5m et les pertes se trouvent donc être de l'ordre de 0,15 dB.

A celles-ci viennent s'ajouter les pertes des éléments annexes que nous verrons plus loin : coupleur $\sim 0,03$ dB, hybride $\sim 0,02$ dB.

Si nous considérons une température de récepteur $T_R=160^\circ\text{K}$, une température d'antenne $T_a=120^\circ\text{K}$ et la température ambiante $T_o=300^\circ\text{K}$, nous obtenons une température de système de 300°K dont 20°K proviennent des pertes dans les circuits de liaison.

Hybride :

Nous avons vu au cours du chapitre II-B-1 qu'il était nécessaire d'isoler les entrées des voies d'un récepteur à corrélation à plus de 46 dB. A cette fin, nous utilisons un circuit hybride en guide d'onde dont la réjection entre les bras de sortie peut être inférieure à cette valeur :

En effet, l'isolement à l'entrée est produit en partie par la réjection du circulateur de l'amplificateur paramétrique (voir chapitre VI) qui est de l'ordre de 23 dB. La réjection de l'hybride doit donc être supérieure ou égale à 23 dB entre les bras de sortie. Elle sera suffisante aussi entre les bras d'entrée pour découpler les cornets en limitant ainsi les pertes à 0,02 dB. (dûes à la transmission d'énergie entre-eux).

Si nous considérons l'hybride représenté sur la figure III-7b et en supposant d'abord l'un des bras (E_1) parfaitement adapté ($\Gamma_1=0$), il est nécessaire de maintenir $\Gamma_2 < 0,095$, soit un TOS $< 1,21$ sur l'entrée E_2 de façon à obtenir 23 dB de réjection entre les sorties S_1 et S_2 . (Ref2).

Pratiquement nous avons $\Gamma_1 \approx \Gamma_2 \neq 0$ et dans ce cas le TOS doit être inférieur à 1,10 afin d'obtenir le même résultat.

Les entrées E_1 et E_2 sont connectées aux cornets auxquels les conditions imposées deviennent : TOS $< 1,10$ sur toute la bande de fréquence utile.

L'hybride utilisé est un modèle MDP-TM49. Après avoir connecté celui-ci sur les cornets puis les récepteurs, nous avons relevé les valeurs représentées sur la figure III-7b. Nous remarquons que les résultats sont conformes aux spécifications établies précédemment.

c) Les dispositifs d'étalonnage :

Afin de déterminer le flux d'une radiosource détectée, nous comparons la variation correspondante du niveau de sortie à celle produite par une radiosource étalon de flux connu : (étalon primaire).

Ceci nécessite une bonne linéarité du radiomètre afin de pouvoir raccorder les niveaux différents avec suffisamment de précision (voir chapitre II). Plus souvent nous utilisons un étalon secondaire qui est généralement un bruit de température connue, appliqué à l'entrée du radiomètre (voir principe figure III-8a).

La température ainsi transmise dans le guide correspond à une élévation de bruit d'antenne de $0,8^{\circ}\text{K}$, (fonction du niveau moyen des sources étalons).

L'étalon secondaire permet de déterminer le rendement du radiotélescope par comparaison entre le bruit transmis et le flux d'une radiosource étalon (voir équations 2-3 et 2-4 du chapitre II) ; de contrôler la fluctuation et la stabilité de gain de système.

Lorsque les étalonnages sont effectués automatiquement (voir schéma de principe fig. III-8b), une boucle de contrôle, aboutissant au calculateur, bloque la digitalisation en cas de mauvais fonctionnement du dispositif d'étalonnage, afin d'éviter les erreurs de mesures.

2) Le corrélateur :

a) Principe :

Le corrélateur effectue le produit des tensions appliquées aux entrées v_1 v_2 (figure III-9-a). Nous utilisons pour le faire un système dérivé de celui de Biraud (ref3). C'est un corrélateur à transformateur symétrique et diodes (fig. III-9b).

Si $V_1(t)$ $v_2(t)$ sont les deux tensions fluctuantes dont on recherche à faire le produit, par partage symétrique de la tension $v_1(t)$, partage et opposition de la tension $v_2(t)$, nous obtenons :

$$\text{en A : } \frac{k}{2} (v_1 + v_2)$$

k = rapport d'amplification

$$\text{en B : } \frac{k}{2} (v_1 - v_2)$$

Deux détecteurs quadratiques placés en ces points fourniront des tensions égales à :

$$\frac{k^2}{4} (v_1 + v_2)^2 \quad \text{et} \quad \frac{k^2}{4} (v_1 - v_2)^2$$

Un système différentiel D donnera finalement le produit cherché :

$$\frac{k'}{4} [(v_1 + v_2)^2 - (v_1 - v_2)^2] = k'' v_1 v_2$$

b) Réalisation :

Le schéma du corrélateur est représenté sur la figure III-10.

Le transformateur symétrique est remplacé par l'hybride H_2 afin d'obtenir une réjection suffisante dans la bande 500-1000 MHz (modèle Anzac).

La fréquence moyenne a été choisie en fonction des caractéristiques des étages amplificateurs moyenne fréquence. Cela correspond à l'optimum bruit-bande des amplificateurs à transistors commercialisés par l'industrie (Avantek-amplis AK 1000) répondant aux spécifications de gain et de stabilité (voir plus bas et chapitre II).

Comme dans le cas de l'hybride haute fréquence, nous avons cherché à adapter les diodes de façon à obtenir l'isolement nécessaire entre les voies (23dB-voir chapitre II).

Un autre problème important concernant les diodes est l'appairage en rendement et en dérive, principalement fonction de la température. Nous avons utilisé des diodes Backward (Philco) ayant des dérives et un coefficient de température différentiel très faibles (ref4). La puissance optimale d'utilisation est -25dBm (correspondant à une tension détectée de 20 mV) ; la température moyenne de 20°C stabilisée au degré près permet ainsi de négliger les dérives.

Le niveau de fonctionnement des diodes nécessite une certaine amplification dans les étages moyenne fréquence :

Le bruit équivalent du système ramené à l'entrée d'une voie est $T_s \approx 300^\circ K$ et la puissance correspondante :

$$P_e = K.T.B..10^3 \text{ avec } P_e \text{ en mW et } K = \text{constante de Boltzmann.}$$

$$\text{donc } P_e = 2.10^{-9} \text{ mW soit } -87 \text{ dBm.}$$

Le gain total devrait être alors :

$$P_d/P_e \text{ soit } 62 \text{ dB}$$

En considérant le gain des amplificateurs paramétriques égal à 20 dB ; les pertes d'insertion du mélangeur ≈ 6 dB ; les pertes dans les câbles de liaison MF ≈ 2 dB, nous obtenons le gain d'une chaîne MF : soit 50 dB.

Nous avons fait construire 4 chaînes d'amplificateurs MF ; chacune est composée de deux modules de gain total > 55 dB.

Un atténuateur à barillet de 0 à 10 dB par plots de 1 dB est inséré entre les deux modules afin d'assurer l'équilibrage en gain des voies d'un même récepteur.

L'amplificateur différentiel utilisé est un modèle à très faible coefficient de température et faible bruit : type TB80 tranchant.

Nous obtenons un fonctionnement satisfaisant de ce corrélateur bien que l'isolement entre les voies soit légèrement inférieurs aux conditions nécessaires. Nous obtenons en effet une isolation > 20 dB sur l'une des voies et sur l'autre : > 21 dB, dans la bande 500-1000 MHz.

Ceci provient de l'adaptation imparfaite des diodes de détection aux bras de sortie de l'hybride.

3) La détection synchrone :

Etant donné le faible niveau appliqué sur les diodes la fluctuation résiduelle due au bruit du système est inférieure au bruit de l'amplificateur différentiel (voir le spectre du bruit au chapitre III-2).

La translation de fréquence s'effectue selon le principe exposé dans ce chapitre, mais l'application en est différente :

a) Le modulateur:

En effet, la commutation d'une ligne $\lambda/2$ en série dans l'une des voies provoquerait une dispersion de phase importante à cause de la largeur de bande (10% en HF, l'octave en MF) ; ainsi qu'une modulation d'amplitude due aux pertes de cette ligne.

Aussi, comme nous l'avons déjà exposé dans la description générale du radiomètre, la modulation est effectuée en déphasant la tension d'oscillateur local appliquée à un mélangeur par rapport à l'autre (fig.11a) ; ce qui a pour conséquence une variation globale de la phase sur la voie considérée.

Le problème de dispersion de phase n'existe pas dans ce cas puisque la fréquence est unique (4,1 GHz) et la bande quasi-nulle.

Le gain de conversion du mélangeur étant peu sensible (dans une certaine mesure) à la puissance O.L. appliquée, il nous aurait été possible d'utiliser pour le déphasage, une ligne $\lambda/2$ commutée à la fréquence de modulation. En fait, nous utilisons un modulateur différent (fig.11b) que nous avons fait réaliser à la Société L.T.T.

Celui-ci est composé d'un circulateur dont la porte 2 est chargée uniquement par une ligne coaxiale de longueur $\lambda/4$. Des diodes de commutation sont placées à l'extrémité de cette ligne de façon que lorsqu'elles sont soumises à une tension crête de modulation, la porte 2 du circulateur soit pendant une demi-période en court-circuit (extrémité de la ligne ouverte ; diodes bloquées), et pendant l'autre demi-période en circuit ouvert (processus inverse, diodes conductrices). Cela a pour effet de réfléchir totalement la tension d'oscillateur local avec une phase relative 0 ou π . La puissance transmise ne varie pas avec la modulation lorsque les diodes de commutation sont polarisées correctement (voir chapitre 3C).

b) Le démodulateur :

Nous en avons exposé le principe chapitre II-2. Nous nous bornerons à décrire le montage utilisé (adaptation de la ref.5) Le démodulateur est un découpeur isolant les parties positives et négatives du signal sur des voies séparées (modèle 2114BF, porte analogique-circuit inverseur de Amelco)

Pour recréer le signal, on met en série un amplificateur différentiel, voir figure 12a.

Pour des raisons pratiques (adaptations d'impédances, saturations etc...) nous avons modifié le schéma et nous utilisons le montage représenté sur la figure 12b. C'est un inverseur suivi d'un sommateur.

Nous avons placé devant le démodulateur un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est telle que la partie du spectre de bruit de l'amplificateur différentiel du corrélateur, est fortement atténué (bande de 0 à 1 Hz).

Ce système de translation de fréquence nous a permis d'obtenir à la sortie du récepteur la fluctuation théorique calculée suivant l'expression 2-3 du chapitre II. Le fonctionnement est donc très satisfaisant.

c) Les circuits annexes :

L'ensemble est représenté par le schéma de principe figure III-15a. Il est composé par les circuits suivants :

Un générateur de signaux carrés à la fréquence de 125 Hz (créé par un multivibrateur) délivre le signal de modulation lorsque le calculateur n'est pas connecté; (fig;III-13)

Un commutateur automatique coupe l'alimentation du multivibrateur et dirige, lorsque celui-ci apparaît à l'entrée, le signal de modulation extérieure vers le démodulateur de la voie analogique et le modulateur.

Un circuit de mise en forme des signaux de modulation est inséré entre le modulateur et les générateurs (interne ou externe).

Il délivre un signal créneau d'amplitude $-1,5\text{v}+13\text{v}$ nécessaire pour le blocage ou déblocage des diodes modulatrices du déphaseur digital.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- 1- Thèse de doctorat ès Sciences Physiques - 1969- F Biraud
- 2- Hyperfréquences - cours de M.A J Berteaud
- 3- Etude des corrélateurs à effet de champ - Thèse 3^ocycle-
Bordeaux par P. Vedel.
- 4- Etude des diodes Backward par C. Lesqueren
- 5- Etude d'une détection synchrone dans le cadre d'un asservissement de position linéaire par J. Sallefranque et
G. Vanhabost - rapport interne du groupe infrarouge spatial de l'Observatoire de Meudon.



Figure III-1' : Radiomètre 6 cm à grille : rack supportant les alimentations, amplificateurs MF, corrélateurs, détecteurs synchrones.

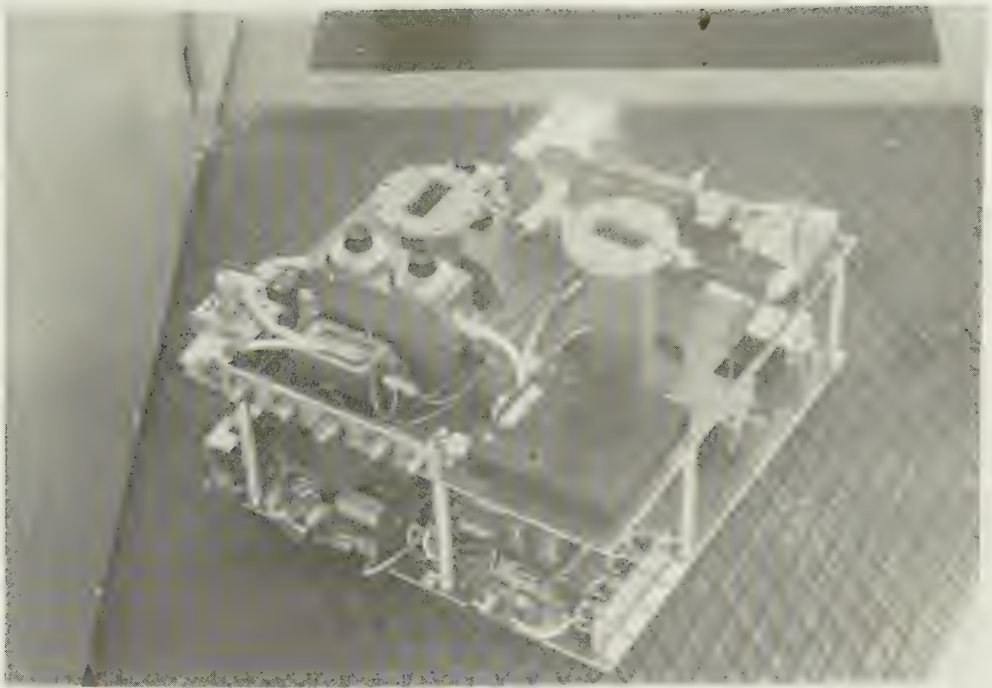


Figure III-1'' : Une platine PF comprenant les amplificateurs paramétriques, les mélangeurs et étages MF.

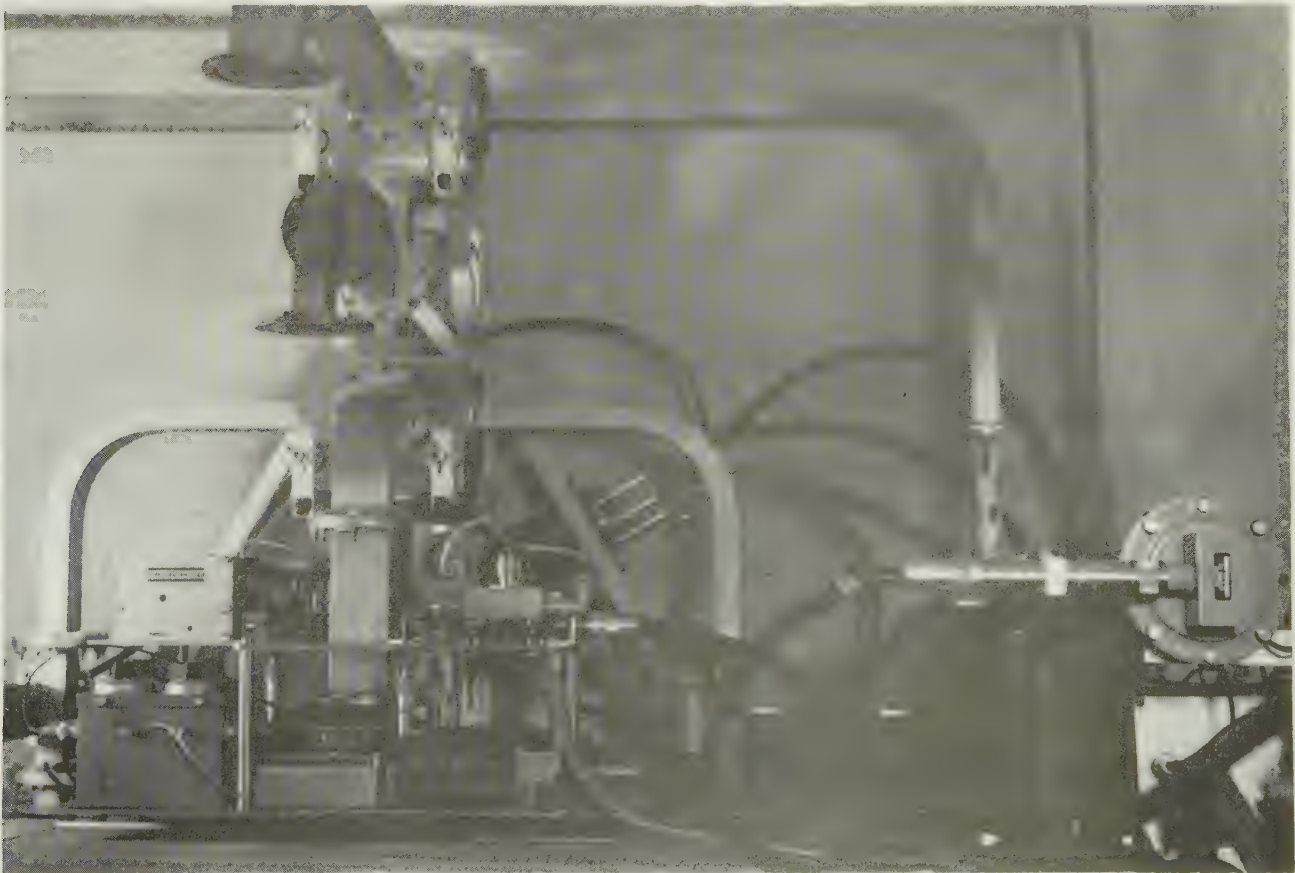


Figure III-1''' : La platine raccordée aux guides d'ondes.

CHAPITRE IV
-----dispositifs d'enregistrement des signaux

L'information recueillie par les récepteurs est restituée sous deux formes différentes :

Sur ruban de papier se déroulant en fonction du temps, la lecture est instantanée ; c'est l'enregistrement analogique.

Sur bande magnétique ; dans ce cas l'information peut-être traitée ultérieurement ; la visualisation n'est pas possible instantanément : c'est l'enregistrement digital.

A) Enregistrement analogique :

La chaîne, composée des amplificateurs et filtres des voies "analogiques" des récepteurs est terminée par un enregistreur (ref1) bi-pistes permettant un enregistrement simultané des deux voies sur bande de papier. Des tops de temps s'inscrivant sur l'enregistrement permettent le repérage des sources en ascension droite (temps sidéral). Un réglage de gain manuel est effectué au niveau de l'enregistreur afin d'avoir la dynamique nécessaire à une bonne lecture de l'enregistrement quelque soit le flux de la source détectée.

Ce système d'enregistrement ne sert qu'au contrôle immédiat, permettant de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble et de détecter les parties des enregistrements perturbés par les parasites.

B) Enregistrement digital :

La chaîne d'enregistrement digital est composée de la manière suivante : après corrélation, le signal est filtré puis amplifié. Il est ensuite appliqué au convertisseur analogique-digital, à l'entrée du calculateur pdp 8. Ce même calculateur effectue les opérations d'échantillonnage, de détection synchrone et sommation pour les deux voies. Il fournit aussi la modulation synchrone aux récepteurs ainsi que les autres commandes (voir chapitre III).

Il est nécessaire de déterminer les caractéristiques suivantes :

- La fréquence d'échantillonnage
- La fréquence de modulation
- La constante de temps des récepteurs (filtrage)
- Le pas de quantification d'amplitude (gain des amplis continus)

Celles-ci sont en partie définies par les conditions :

a) Pour le calculateur : (ref 2)

La fréquence maximale d'échantillonnage est ~ 8 KHz (pour utilisation simultanée de 2 voies).

La fréquence d'échantillonnage doit être un multiple de la fréquence de modulation.

La fréquence de modulation doit être un sous multiple de 10 KHz (Temps sidéral de référence) pour la compatibilité avec la poursuite). Il en est de même pour la fréquence d'échantillonnage.

La fréquence de modulation ne doit pas être une fréquence harmonique du 50 Hz secteur afin d'éviter les battements entre le 50 Hz Tu et 50 Hz Ts.

b) Pour le convertisseur : (ref 2)

Le signal d'entrée doit être compris entre 0 et -10 V (saturation du convertisseur).

Le convertisseur fournit à la PdP un nombre de 12 bits, donc compris entre 0 et 4096. Une unité PdP correspond donc à une variation du signal d'entrée de 2,5 mV : C'est le pas de quantification d'amplitude.

c) Pour les récepteurs :

En tenant compte du bruit de l'amplificateur différentiel du corrélateur (chapitre III et fig II-2 b) et d'essais expérimentaux, il s'avère que la fréquence de modulation ne doit pas être inférieure à 10 Hz. Nous avons retenu les fréquences suivantes possibles :

40 Hz ; 80 Hz ; 125 Hz ; 250 Hz.

1) Détermination de la constante de temps :

Le signal modulé est déformé par le filtre RC : il est nécessaire de connaître l'influence de RC sur la perte d'information (fig IV-1) (ref 3).

La fonction est de la forme :

$$f(t) = 1 - 2e^{-\frac{t}{RC}}$$

La puissance est alors :

$$\int_0^T f(t) dt = T - 2RC \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}}\right)$$

et la perte de puissance :

$$\frac{2RC \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}}\right)}{T} \sim \frac{2RC}{T} \quad (\text{fig IV-1})$$

2) Détermination de la fréquence d'échantillonnage :

Après filtrage, la densité spectrale de fluctuation sera : réf 3, ref 4, annexe 2)

$$A(\nu) = \frac{1}{1 + 4\pi^2 R^2 C^2 \nu^2}$$

et τ étant le pas d'échantillonnage, l'accroissement relatif de fluctuation sera :

$$\frac{\sigma'}{\sigma} = \sqrt{1 + 2 \frac{A\left(\frac{1}{\tau}\right)}{A_0} + \frac{2A\left(\frac{2}{\tau}\right)}{A_0} + \dots}$$

Elle est augmentée de 2,5% pour $\tau = RC$ et 0,6% pour $\tau = \frac{RC}{2}$. On gagnera très peu à la réduire en dessous de de cette valeur (fig IV-2).

Un compromis entre les conditions 1 et 2 consiste à fixer RC entre τ et 2τ . Il est nécessaire d'obtenir un grand nombre de points d'échantillonnage par créneau de modulation, aussi la fréquence d'échantillonnage $\gg$ fréquence de modulation.

Les valeurs optimales sont déterminées graphiquement (fig IV-2). Des essais expérimentaux ont été effectués (ref 5). Ils ont donné les résultats suivants :

F. modulation HZ	F. échantillon HZ	σ du système : en m°K pour diverses valeurs de 2RC			
		30μS	250μS	550μS	1 000μS
40	2 000	84	30	29,5	29
125	1 250	111	33	30	33
125	2 500	68	30	30	39

Nous voyons que dans certaine mesure les différents paramètres ne sont pas critiques ; mais nous avons intérêt à moduler à une fréquence basse (fig IV-2).

Nous avons fixé $T=50 \tau$ avec $\tau=RC$

Dans ces conditions, le σ obtenu ne devrait être que de 8 à 10% supérieur au σ théorique.

Valeurs correspondantes :

F modulation : 40 HZ
F échantillonnage : 2 000 HZ
Constante de temps : 1 mS

3) Détermination du niveau de fluctuation à l'entrée du convertisseur A-D :

La connaissance du niveau optimum permet d'ajuster le gain des amplificateurs après filtrage analogique.

Nous devons éviter la saturation des signaux en évitant toutefois d'augmenter la fluctuation de bruit.

Le pas d'échantillonnage étant p , nous déterminons le rapport optimal $\frac{p}{\sigma}$

Le bruit devient après quantification (ref 4, annexe3).

$$\sigma' \pm \sigma \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{P}{\sigma} \right)^2}$$

soit une augmentation de 4% pour $P = \frac{\sigma}{20}$
 " " " de 0,5% pour $P = \frac{\sigma}{3}$

Par sécurité, nous adoptons $P = \frac{\sigma}{20}$, ce qui correspond à une tension fluctuante à l'entrée du convertisseur, de r.m.s. = 50 mV.

Nous avons une dynamique possible (par cornet) de 100, alors qu'un rapport 3 suffirait seulement pour les sources les plus intenses.

La ligne "0" est fixée par une tension continue de -5V à l'entrée du convertisseur.

C) Prétraitement de l'information :

Celui-ci s'effectue immédiatement par l'intermédiaire du calculateur placé à la sortie des récepteurs. Le programme utilisé effectue l'opération de sommation.

1 Sommation :

C'est un procédé d'amélioration du rapport S/B qui consiste à additionner entre eux n échantillons de pas τ_0 .

Si $f(t)$ est la fonction étudiée, le résultat de la sommation est :

$$\Sigma (t) = \frac{1}{n} \sum_{K=0}^{n-1} \delta (t - K\tau_0) \quad (\text{ref 4 annexe 2})$$

où $\delta (t)$ est la distribution de Dirac

La sommation revient à un filtrage linéaire de gain :

$$G_{(v)} = \frac{\sin \pi v n \tau_0}{n \sin \pi v \tau_0} \exp \left(-i v \pi (n-1) \tau_0 \right)$$

La densité spectrale énergétique du bruit après ce filtre est donnée par le produit :

$$A_{(v)} \left[G_{(v)} \right]^2 = A_{(v)} \left(\frac{\sin \pi v n \tau_0}{n \sin \pi v \tau_0} \right)^2$$

Le carré moyen de la fluctuation devient :

$$\sigma_n^2 = \int_0^{\infty} A_{(v)} \left[G_{(v)} \right]^2 dv$$

Le gain en rapport S/B apporté par la sommation est alors :

$$g = \frac{S/\sigma n}{S/\sigma_0} = \frac{\sigma_0}{\sigma n} = \frac{\sqrt{\frac{A_0/n\tau_0}{A_0/n^2\tau_0}}}{\sqrt{n}} = \sqrt{n}$$

Si nous effectuons l'intégration de N passages successifs, cela revient à augmenter le nombre d'échantillons dans un rapport N.

Aussi, le gain en rapport S/B devient :

$$g = \sqrt{Nn}$$

2) Durée de sommation :

Connaissant le nombre n d'échantillons sur lequel porte la sommation, la largeur de la fenêtre d'observation s'en déduit : $\tau = n\tau_0$.

Nous avons vu (chapitre 2), que le phénomène observé était relativement rapide. Aussi, afin de ne pas détériorer l'information, il n'est pas possible de sommer un grand nombre d'échantillons. Nous prendrons un compromis comme dans le cas de l'enregistrement analogique ; c'est à dire que $\tau = 1$ sec. sera le plus généralement utilisé.

-Annexe:

Les programmes permettent de disposer de l'information à raison d'une valeur tous les τ secondes (à introduire ainsi que le nombre de passages successifs à intégrer) pour un ou plusieurs passages intégrés. Elle est recueillie soit sur bande magnétique (pour traitement supplémentaire ultérieur) soit sur une table traçante ou télétype.

Ils permettent, outre la digitalisation des deux voies et le prétraitement de l'information, d'effectuer automatiquement les étalonnages en allumant le T.A.B. et en le commutant sur les quatre cornets (chapitre 3), la modulation et la démodulation synchrone...

L'établissement et la mise au point de ces programmes ont été effectué par Odile Franquelin.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV :

- (1) Notice d'application - documentation "Sefram"
- (2) Communication privée : Drouhin JP, Franquelin O.
- (3) Démodulation par la PdP - rapport interne - J. Crovisier.
- (4) Le dépouillement des enregistrements en Radioastronomie et
son automatisa-tion
rapport - Strasbourg - L. Weliachew -
- (5) Compte rendu des essais - rapport interne - J. Crovisier.

Chapître V : Etude de l'amplificateur paramétrique

A) Introduction :

Afin d'obtenir une grande sensibilité de l'ensemble de réception, nous avons été amené à construire des amplificateurs paramétriques à large bande.

Pour cela nous nous sommes efforcés d'utiliser des circuits très simples, nous permettant toutefois d'obtenir des performances très poussées ; d'utiliser avec prudence les formules couramment rencontrées dans la littérature, généralement incomplètes ou ne s'adaptant que dans des conditions particulières.

En analysant les divers éléments et leurs effets, en précisant des points restés obscurs, nous indiquons une méthode qui permet de comprendre aisément et de construire rapidement un amplificateur à large bande et faible bruit pour des fréquences allant de l'UHF à 30 GHz. Actuellement, sont en cours de développement des amplificateurs paramétriques dans les bandes 1,4 et 1,7 GHz. Notre méthode a servi de base à la réalisation de ceux-ci.

Nous verrons que, nous obtenons ainsi des performances très proches de celles que nous avions initialement prévues par les calculs ; principalement en ce qui concerne la bande passante, caractéristique généralement calculée de façon trop approximative.

1) Caractéristiques de l'amplificateur paramétrique :

Les caractéristiques générales de ceux-ci sont définis par:

a) La bande passante :

Nous avons vu au chapitre II-3 que la bande utilisable était 500 MHz. Conformément à cette condition, la bande de l'amplificateur devra être 500 MHz à -3dB et centrée sur 4850 MHz.

b) La température de bruit :

Au cours de ce même chapitre II-2, il nous est apparu qu'il n'était pas nécessaire d'obtenir une température de bruit du récepteur inférieure à 150° K, c'est à dire à la température d'antenne.

Pratiquement, il n'est guère possible d'avoir un amplificateur paramétrique fonctionnant à la température ambiante, ayant une température de bruit inférieure à 100 ou 120°K sur 6 cm de longueur d'onde (voir les diverses références).

Nous baserons donc nos calculs préliminaires sur une température propre de 120°K.

c) Le Gain: (Gp)

La température de bruit globale d'un récepteur, ramenée à l'entrée (T_R) ; composé d'un préamplificateur d'entrée (amplificateur paramétrique) de bruit T_P et de gain G_P ; d'un mélangeur de bruit T_M et de gain de conversion G_M ; d'étages MF de température de bruit T_{MF} et de très grand gain... ; est donnée en première approximation par la relation suivante :

$$T_R = T_P + \frac{T_M}{G_P} + \frac{T_{MF}}{G_P G_M} + \dots$$

ou alors :

$$T_R = T_P + \frac{T_M}{G_P} \quad \text{avec} \quad T_M = T_M + \frac{T_{MF}}{G_M} + \dots$$

(ici $T_M \approx 3000^\circ K$)

Pour minimiser la température, nous avons intérêt à augmenter G_P . Un gain de 20 à 23 dB est alors nécessaire pour maintenir la contribution en bruit du mélangeur inférieure à 30°K.

Ormis, les conditions de bande passante, nous pourrions obtenir un tel gain avec un seul étage, mais cela serait au détriment de la stabilité et du bruit.

En effet, selon l'équation (6), de faibles variations d'impédance d'entrée produiraient des variations importantes de gain donc l'amplificateur aurait tendance à l'instabilité. D'autre part le pompage devrait être plus important, occasionnant un courant détecté et produisant une élévation de température de bruit de la diode.

Un gain de 15 dB par étage semble être une valeur maximale. Nous utiliserons alors deux étages en cascade, avec 11 dB de gain par étage. (voir nota)

La température de bruit du second étage (T_{P2}) de gain G_{P2} contribue aussi à augmenter la température globale T_R , selon l'expression :

$$T_R = T_{P1} + \frac{T_{P2}}{G_{P1}} + \frac{T_M}{G_{P1} G_{P2}} \quad \text{avec} \quad \begin{matrix} T_{P1} = T_{P2} \\ G_{P1} = G_{P2} \end{matrix}$$

soit d'environ 10°K.

et la température T_R serait alors de l'ordre de 150°K . Nous reverrons cela plus en détail dans le calcul de bruit de l'amplificateur paramétrique (chapitre V-B-4).

Avant d'exposer les calculs et la construction de l'amplificateur, nous rappellerons sommairement les généralités concernant l'amplificateur à résistance négative. Pour plus de détails théoriques, nous nous reporterons aux références 1, 2 et 3.

2) Propriétés de la diode varactor :

La diode est une jonction semi-conductrice dont les régions N et P sont dopées de telle sorte que la résistivité du matériau est très faible. Au plan de transition entre un matériau dopé et l'autre, les porteurs de charges peuvent diffuser, quittant jusqu'à l'équilibre, une région étroite, libre de toute charge électrique : la zone d'appauvrissement. Quand la diode est polarisée dans le sens non conducteur, la zone considérée s'agrandit et la capacité formée entre les régions P et N décroît et inversement (fig. V-1).

Cette variation de capacité avec la tension est donnée par la relation :

$$C = A (\varphi - v_o)^{-\frac{1}{n}} \quad (1)$$

dans laquelle A est une constante caractéristique du matériau semi-conducteur, de la surface de la jonction et des niveaux d'impuretés dans le semi-conducteur.

v_o et φ sont respectivement la tension appliquée et le potentiel de contact de la diode.

L'indice n dépend de la géométrie de la jonction : pour une jonction abrupte $n \approx 2$, pour une transition à gradient linéaire, $n \approx 3$.

Cette relation peut également s'écrire :

$$C(v) = \frac{d_g}{d_v} = \frac{C(o)}{(1 - v/\varphi)^{1/n}} \quad (1') \text{ avec } C(o) = \text{capacité à 0 volt}$$

Nota : Nous baserons nos calculs sur 12 dB de gain propre par étage car nous considérons les pertes dans les circulateurs comme étant de l'ordre du dB. Nous obtiendrions alors un gain de 11 dB net par étage (G_p).

La jonction soumise à une tension sinusoïdale importante (de pompe), de forme

$$V = -V_o + V_p e^{j\omega_p t}$$

produit une variation de capacité en fonction du temps :

$$C(t) = A (\varphi + V_o - V_p e^{j\omega_p t}) \quad (2)$$

Cette expression peut être décomposée en série de Fourier pour présenter l'amplitude de la variation de la capacité modulée à la fréquence de pompe ω_p :

$$C = C_o - C_1 \cos \omega_p t + C_2 \cos 2 \omega_p t + \dots$$

on définit alors : $\gamma = \frac{C_1}{2C_o}$

facteur de normalisation des caractéristiques dynamiques du varactor (3). Il dépend de l'amplitude et de la forme du pompage, du coefficient de non-linéarité du varactor.

3) L'amplificateur à résistance négative :

Nous allons considérer le cas où $\omega_p = \omega_s + \omega_i$ et le schéma de principe fig V-2.

Les expressions de tension et de courant peuvent s'écrire :

$$\begin{vmatrix} e_s \\ * \\ e_i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_s & -\gamma/j\omega_i C_o \\ \gamma/j\omega_s C_o & Z_i \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_s \\ * \\ i_i \end{vmatrix}$$

et $Z = R + rs + X$ représente l'impédance totale de la diode à ω .
de l'équation précédente nous obtenons :

$$e_s = \left(Z_s - \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2 Z_i^*} \right) i_s - \frac{e_i^* \gamma}{j\omega_i C_o Z_i^*}$$

Ainsi, pour ω_s (fréquence signal), la présence du circuit idler à ω_i est équivalent à une impédance additive de

$$Z_{s,i} = \frac{-\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2 Z_i^*}$$

et une tension induite :

$$e_{s,i} = \frac{e_i^* \gamma}{j\omega_i C_o Z_i^*}$$

La partie réelle de Z_i est considérée comme un couplage d'une résistance négative (R^-) dans le circuit signal. Lorsque les circuits sont résonnants, nous avons :

$$R^- = - \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2 (R_i + r_s)} \quad (4)$$

Nous préférons définir, le facteur de charge de la diode (μ), permettant des calculs plus aisés :

$$\mu = \frac{R^-}{r_s} - r_s$$

Nous retrouvons bien celui calculé par Knetchli et Weglein pour un grand gain, soit : (ref 3).

$$\mu = \gamma^2 Q^2 \frac{\omega_s}{\omega_i} - 1. \quad (5)$$

avec Q coefficient de surtension de la jonction

$$Q = \frac{1}{\omega r_s C_o}$$

4) Amplificateur paramétrique avec circulateur :

a) Expression du gain :

Considérons le circuit représenté sur la fig V-3.1.

Nous savons que l'énergie transmise P_1 de la porte 1 à la porte 3, après réflexion sur la porte 2 est P_3 , avec :

$$\frac{P_3}{P_1} = G = \left| \Gamma^2 \right| = \left| \frac{R_1 - \frac{Z_{AA'}}{R_1 + \frac{Z_{AA'}}{R_1}}}{R_1 + \frac{Z_{AA'}}{R_1 + \frac{Z_{AA'}}{R_1}}} \right|^2 \quad (6)$$

Lorsque la porte 2 du circulateur est connectée à l'amplificateur paramétrique (fig V-3.2), nous pouvons écrire l'expression du gain (cas général) :

$$(7) \quad G = \frac{\left(R_1 - r_s + \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2} \frac{R_i + r_s}{|Z_i|^2} \right)^2 + \left(X_s - \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2} \frac{X_i}{|Z_i|^2} \right)^2}{\left(R_1 + r_s - \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2} \frac{R_i + r_s}{|Z_i|^2} \right)^2 + \left(X_s + \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_o^2} \frac{X_i}{|Z_i|^2} \right)^2}$$

avec X_i = réactance totale à ω_i .
Le gain est maximum pour $X_s = X_i = 0$

b) Bande passante :

La bande passante relative Δ est calculée depuis l'équation (7). Quand le gain est important, le terme réactif du dénominateur est le facteur principal déterminant la bande et le gain à $\frac{1}{2}$ puissance à $\omega_s(1 \pm \frac{1}{2} \Delta)$.

$$\Delta = \frac{1 - \alpha}{Q_{sL} + Q_{iL}}$$

$$Q_L = Q \text{ en charge}$$

$$\text{et } \alpha = \frac{1}{\Gamma}$$

Le produit $K = \Delta \sqrt{G}$ est approximativement constant .

$$K \approx \frac{2\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{1}{Q_{sL} + Q_{iL}} \quad (8)$$

Il est maximum pour :

$$K \sim \gamma \sqrt{\frac{\omega_i}{\omega_s}} \quad (9) \quad (\text{à } f_p \text{ optimale -voir 12})$$

c) Expression du bruit :

Considérons le circuit représenté sur la fig V-4 :

Les deux circuits sont couplés sur C_o , nous avons :

$$-2 \quad \text{eb1} = 4 K T_{\text{eq}} B R_s = \text{Source de bruit de } R_s \text{ à la fréquence signal}$$

$$-2 \quad \text{eb2} = 4 K T_{\text{eq}} B R_s = \quad " \quad " \quad " \quad " \quad " \quad " \quad " \quad \text{idler}$$

$$-2 \quad \text{eb3} = 4 K T_{\text{eq}} B R_i = \text{Source de bruit due à la résistance de perte } R_i \text{ du circuit idler, à la fréquence idler.}$$

A l'entrée (A), le carré de la f.e.m. de bruit est la somme quadratique des f.e.m., car les sources ne sont pas corrélées.

$$-2 \quad \text{eb} = \bar{\text{eb}}^2 + (\bar{\text{eb}}^2 + \bar{\text{eb}}^3) \frac{\frac{1}{C_o^2 \omega_i^2}}{(R_i + R_s)^2}$$

La résistance de charge de l'amplificateur est R_c à la température de bruit T_b

$$T_b = \frac{\bar{e}_b^2}{4KBR_c^2}$$

Et en remplaçant $\bar{e}_b$ par sa valeur, nous obtenons :

$$T_b = T_o \left[\frac{1 + \frac{\omega_s}{\omega_i}}{\mu} + \frac{\omega_s}{\omega_i} + \dots \right] \quad (10)$$

T_b passe par un minimum pour :

$$\frac{\omega_i}{\omega_s} = \sqrt{\gamma^2 Q^2 + 1} - 1 \text{ et devient : } T_b = \frac{2T_o}{\frac{\omega_i}{\omega_s}} \quad (11)$$

d'où la fréquence optimale de pompe :

$$f_p = f_s \sqrt{\gamma^2 Q^2 + 1} \quad (12)$$

5) Choix du modèle d'amplificateur paramétrique :

Afin d'obtenir les caractéristiques souhaitées, nous avons d'abord le choix entre l'amplificateur non-dégénéré ($\omega_p = \omega_s + \omega_i$) et l'amplificateur dégénéré (cas particulier où $\omega_p = 2\omega_s$).

Ce dernier est plus séduisant au point de vue performances de bruit, en effet l'expression devient alors : (Ref. 2)

$$T_b = \frac{T_o}{(\gamma Q - 1)}$$

comparées à l'équation 11, T_b est près de 2 fois plus faible, mais par contre, le bruit de la bande supérieure à $\frac{1}{2} \omega_p$ et celui de la bande inférieure à $\frac{1}{2} \omega_p$ sont corrélés, la fluctuation est affectée d'un facteur $\sqrt{2}$ (ref 4), ce qui réduit d'autant la sensibilité du radiomètre.

D'autre part, la bande passante maximale de l'amplificateur dégénéré, donnée par l'expression : (ref 1)

$$K \approx \gamma$$

est plus faible du rapport $\sqrt{\frac{\omega_i}{\omega_s}}$ (puisque $\omega_i = \omega_s$) comparée à l'expression (9), et ne correspondrait pas aux caractéristiques ($K \approx 0,4$), car χ est en général compris entre 0,2 et 0,25.

L'amplificateur non dégénéré à une seule diode ne convenait guère mieux pour satisfaire les conditions de bande. En effet, le filtrage de ω_p et ω_i à la fréquence signal, nécessite des longueurs de lignes supplémentaires qui ont pour effet de limiter la bande.

Après avoir entrepris le calcul des performances relatives des différents modèles, et après avoir constaté que nous ne pourrions atteindre notre objectif qu'en utilisant des systèmes de multiples accords aux fréquences signal et idler, nous avons entrepris la construction d'un amplificateur paramétrique non-dégénéré à circuits symétriques et accords simples (ref 5).

B) Calcul de l'amplificateur paramétrique :

1) Analyse du schéma :

En plus du fonctionnement à large bande aux fréquences signal, idler et pompe, les circuits de l'amplificateur doivent remplir les fonctions de séparation de fréquences. En effet, la sortie de l'amplificateur d'une énergie idler réduira les possibilités de bande passante et augmentera le facteur de bruit de l'amplificateur.

Nous avons vu au chapitre V-C5 que le procédé employé ici pour résoudre ce problème est l'utilisation de circuits symétriques (représenté sur la fig V-5a).

Deux varactors adaptés sont connectés en série pour les fréquences de pompe et d'idler et en parallèle dans le circuit signal. La fréquence idler, dans cet amplificateur est la fréquence à laquelle les varactors sont à la self résonance (maximum de bande passante).

L'addition d'une inductance forme le circuit signal. Celle ci est réalisée par une ligne de transmission qui est connectée à un point d'équilibre, à la fois pour la fréquence idler et la fréquence de pompe (fig V-5b), aucun filtrage n'est alors nécessaire pour garder chacune de ces fréquences en dehors du circuit signal. La séparation des fréquences idler et de pompe a été réalisé par l'utilisation de la fréquence de coupure du guide de pompe, ne laissant se propager dans le guide d'ondes, l'énergie ni à la fréquence idler, ni à la fréquence signal.

2) Choix de la diode :

influence des principaux paramètres :

Pour une structure donnée, le choix de la diode détermine les performances de l'amplificateur :
Le bruit de la diode contribuant dans une large mesure au bruit de l'amplificateur, est dû principalement à la présence de la résistance série du varactor. Cette résistance peut être calculée à partir de la fréquence de coupure donnée par le constructeur (pour une tension de polarisation définie) :

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j}$$

Cette dernière est elle-même calculée suivant la mesure du coefficient de surtension de la jonction à une fréquence de mesure (en général 10 GHz) :

$$F_c = F_m Q(F_m)$$

Il apparaît nécessaire de choisir R_s la plus faible possible, mais dans ce cas nous nous heurtons au problème de la bande passante :

En effet, si R_s diminue, le coefficient de surtension $Q(F)$ de la diode (à la fréquence d'utilisation) croît et de ce fait la bande passante se trouve réduite. Il nous faut donc envisager un compromis de façon à obtenir la bande désirée sans trop augmenter le bruit. De toute manière, nous avons intérêt à utiliser des diodes à l'arséniure de Gallium, matériau de très faible résistivité.

Selon l'expression 12, la fréquence de pompe optimale donnant le bruit minimum est aussi fonction de Q_F . Dans cet amplificateur, la fréquence idler doit être égale ou très proche de la fréquence de résonance série des varactors pour obtenir une bonne largeur de bande. Pour une R_s donnée, il est préférable de choisir une capacité de jonction C_{jo} assez faible permettant d'approcher f_p optimale (la self série est relativement importante à la fréquence idler). Mais par contre, l'utilisation d'une faible capacité de jonction nécessite d'employer pour l'accord à la fréquence signal une self importante, de ce fait, le Q_F du circuit sera augmenté et la bande passante réduite (voir plus loin le calcul de la bande à la fréquence signal). Il en est de même pour le circuit idler. Il est donc nécessaire de prendre une valeur de C_{jo} de telle sorte que nous puissions atteindre les performances demandées.

Nous avons vu, dans les relations du paragraphe précédent, que le terme γ a une grande influence sur les performances de l'amplificateur. γ dépend dans une certaine mesure de la non-linéarité de la caractéristique de capacité. L'importance de la variation de celle-ci en fonction de la variation de tension de polarisation est donnée par le constructeur sous la forme :

$$\Delta C_j / C_{j_0} = \frac{C_{j_0} - C_{j-6}}{C_{j_0}}$$

Ce terme qui doit être en général supérieur à 0,4 permet alors d'obtenir une valeur de γ supérieure à 0,2 pour une puissance de pompe raisonnable (nous verrons ce calcul plus en détail un peu plus loin.)

Une autre spécification est imposée par la disposition des varactors équilibrés bout à bout. Les longueurs des bornes aux extrémités de la partie céramique apparaîtront comme des longueurs de ligne de transmission joignant les deux varactors. Cette longueur de ligne en série avec le circuit idler du varactor qui abaissera la fréquence idler et détériorera à la fois les performances de bruit et la largeur de bande, devra par conséquent être aussi courte que possible. Pour les mêmes raisons la self série L_s devra être la plus faible possible ; il en est de même pour la capacité parasite de boîtier qui a pour effet de réduire les performances de l'amplificateur.

Les varactors doivent donc être montés dans des boîtiers très petits devant la longueur d'onde (idler). Aussi, ceux choisis sont insérés dans des "boîtiers pillules" de types 082 (fig V-6)

Ces éléments parasites donnés par le constructeur (Sylvania-Alfa industrie) sont alors : $L_s \leq 0,15 \text{ nH}$.

$$C_b \leq 0,23 \text{ pf}$$

Les diodes varactors sont de type D 5147 E ayant les caractéristiques principales suivantes (choisies selon les conditions exposées) :

$$F_c - 6 \approx 470 \text{ GHz} \quad \text{d'où } R_s \approx 2 \Omega$$

$$C_{j_0} = 0,40 \pm 0,01 \text{ pf} \quad (\text{appairage}).$$

$$\Delta C_j \approx 0,55$$

3) Mesure des caractéristiques de la diode varactor:

Nous avons constaté qu'il était indispensable de faire des mesures précises des caractéristiques des varactors, afin de calculer de façon plus probables, les performances de l'amplificateur. Les caractéristiques indiquées par les constructeurs étant en général trop approximatives.

a) Mesure de la capacité de jonction :

La méthode utilisée est la substitution de la diode totale à un boîtier vide, pour éliminer les éléments parasites. Cette mesure se fait à basse fréquence (1MHz) à l'aide d'un pont de capacité très sensible.

C_j est mesuré pour des valeurs de tension de polarisation données. Les résultats sont représentés sur la fig V-7a (à 0,005 pF près). Le $\Delta NC_j - 6V$ mesuré sur cette courbe est alors :

$$\frac{0,40 - 0,15}{0,40} = 0,63$$

De cette courbe nous pouvons déterminer une valeur de γ . La diode est modulée par une tension de pompe "importante" à la fréquence f_p . Elle est en outre polarisée de telle sorte que l'augmentation de capacité soit maximale (C_0) : $V_p \approx -0,5V$ (l'amplitude de la pompe est limitée à la valeur de la tension de contact ϕ - apparition d'un très léger courant détecté - soit $+0,65V$).

Nous déterminons ensuite par intégrations graphiques les premiers termes de la série de Fourier (fig V-7b) :

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_0^T C(t) dt \approx 0,38 \text{ pf}$$

et (fig.V-7c) :

$$C_1 = \frac{2}{T} \int_0^T C(t) \sin \frac{2\pi t}{T} dt \approx 0,2 \text{ pf.}$$

d'où γ :

$$\gamma = \frac{C_1}{2C_0} \approx 0,26$$

La fig. 7d représente alors le schéma équivalent de la diode.

Nous voyons que la capacité de boîtier C_p affecte le terme γ ; en effet, celle-ci étant en parallèle avec C_0 (négligeant la self série L_s) et supposant que $R_s \ll \frac{1}{C_0 \omega}$, on aura en première approximation pour les fréquences basses :

$$\gamma' \approx \frac{C_1}{2(C_o + C_b)} \approx \frac{\gamma}{1 + \frac{C_b}{C_o}} \approx 0,16$$

La résistance apparente devient aussi :

$$R'_s \approx \frac{R_s}{(1 - L_s C_o \omega^2 + \frac{p}{C_o})^2} \approx \frac{R_s}{(1 + \frac{C_b}{C_o})^2} \approx 0,8 \Omega$$

La surtension du varactor prend alors une nouvelle valeur :

$$Q' = \frac{1}{2\pi F C' R'} = Q(1 + \frac{C_b}{C_o})$$

et le produit γQ devient :

$$(\gamma Q)' = \frac{\gamma}{1 + \frac{C_b}{C_o}} \cdot Q(1 + \frac{C_b}{C_o}) = \gamma Q = 11$$

Nous pouvons constater que le produit caractéristique de la diode est inchangé, donc les performances semblent indépendantes des éléments parasites ; cependant dans la pratique, ceux-ci entraînent des pertes dans l'amplificateur, donc contribuent à augmenter le bruit et de toutes façons diminuent la bande passante (voir calculs de bande chapitre V-5).

b) Mesure de la réactance de la diode dans un circuit coaxial :

Nous pourrions calculer la fréquence de pompe optimale selon l'expression 12 et la température de bruit minimale (expression 11). Mais cela ne tiendrait pas compte de l'impératif concernant la résonance série des diodes à la fréquence idler. Il serait évidemment possible de calculer cette dernière, compte tenu des caractéristiques données par le constructeur : pratiquement celles-ci sont insuffisantes pour l'utilisation aux fréquences élevées.

Nous avons donc été amené à mesurer l'impédance de la diode en fonction de la fréquence et d'en déduire un schéma équivalent plus exact.

Le montage expérimental est représenté sur la fig. V-8a. Il se compose d'un générateur (ou plusieurs pour couvrir les gammes de 4 à 18 GHz), d'un circuit de polarisation, d'une ligne de mesure de précision, coaxiale, d'impédance caractéristique 50Ω et d'une structure test également coaxiale. Un voltmètre sélectif sensible permet de lire

la tension détectée par la sonde de la ligne de mesure.
Le procédé de mesure est le suivant :

Dans un premier cas, la ligne de mesure est court circuitée à son extrémité par le piston mobile du montage test. La position du court circuit correspond à la partie supérieure de la diode puisque celle-ci est absente du montage (fig. 8b). On recherche alors la position correspondant au minimum de tension, à l'aide de la sonde de la ligne et pour toute la gamme considérée.

Dans le deuxième cas, la diode est montée dans le circuit de test. Le piston de court-circuit est alors repoussé : le plan de masse est déplacé de la longueur de la diode (fig. 8c). La diode est polarisée de telle sorte que C_j soit égal à C_o . Le niveau du signal appliqué sur la diode doit être faible pour négliger la modulation de la capacité.

Nous mesurons alors le taux d'ondes stationnaires r et la position d du minimum de tension. A cause du grand Tos (≥ 50), il est nécessaire de prendre beaucoup de précautions lors de la mesure, pour obtenir des résultats suffisamment précis. Une méthode de mesure est donnée dans la ref.6.

Nous obtenons ainsi l'impédance de la diode en fonction de la fréquence :

$R + jx = f(F)$, en utilisant l'abaque de Smith,

$$\text{avec } R = Z_o \frac{r (1 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi d}{\lambda})}{r^2 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi d}{\lambda}}$$

$$\text{et } x = Z_o \frac{(n^2 - 1) \operatorname{tg} \frac{2\pi d}{\lambda}}{r^2 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi d}{\lambda}} + Z_o \operatorname{tg} \frac{2\pi d_o}{\lambda}$$

Nous constatons, selon les résultats représentés sur la fig 9a qu'il n'est pas possible d'utiliser le circuit équivalent localisé par le constructeur, car l'impédance calculée selon :

$$Z = \frac{R_s + j(L_s \omega - \frac{1}{C_o \omega})}{1 + \frac{C_b}{C_o} - \omega^2 L_s C_b + j\omega R_s C_o}$$

et dont la partie réactive est représentée en traits pointillés (fig. 9b) ne correspond pas aux mesures effectuées. Nous avons alors étudié un circuit ayant une similitude physique avec le boîtier. Après avoir calculé les impédances caractéristiques de toutes les parties du boîtier et de la jonction (fig. 10 a) et après avoir simplifié le schéma obtenu, nous pouvons sans trop d'erreur considérer le circuit équivalent de la fig. 10b. La partie réactive de l'impédance de ce circuit est représentée sur la fig. 9 : les cercles représentent les points ainsi calculés.

c) Mesure de la réactance de la diode montée dans un guide d'ondes :

Nous aurions pu, à l'issue du paragraphe b déterminer la fréquence idler, mais pratiquement, la diode est montée dans un guide d'ondes et non dans une structure coaxiale. Aussi, nous avons effectué des mesures de réactance de la diode en utilisant un montage test en guide d'ondes. Celui-ci est représenté sur la fig. 10 c avec la diode montée. De façon à placer la diode plus ou moins loin d'une paroi latérale de guide, ce dernier peut être déplacé (fig 10c). La hauteur du guide a été réalisée égale à la hauteur de la diode.

Evidemment nous aurions pu calculer d'après le schéma équivalent du paragraphe b, la fréquence de résonance série de la diode, mais les calculs d'impédances présentés par les différentes parties de la diode ne sont pas aisés.

Les résultats obtenus par les mesures sont représentées sur la fig. 11. Nous constatons que la fréquence de résonance est plus élevée lorsque la diode est proche d'une paroi ; aussi : lors de la réalisation nous allons excentrer le varactor dans le guide de manière à pouvoir utiliser la fréquence de pompe la plus élevée.

Dans le cas le plus favorable, la fréquence de résonance est de 11,8 GHz. La fréquence idler devra être égale et la fréquence de pompe à utiliser sera $\approx 16,65$ GHz.

4) Calcul de la température de bruit de l'amplificateur :

Selon les éléments connus, mesurés et calculés :

$$F_s = 4,85 \text{ GHz}$$

$$F_i = 11,8 \text{ GHz}$$

$$\mu = \text{facteur de charge calculé d'après l'expression 5 :}$$

$$\mu = 50$$

$$T_o = \text{température du local (stabilisée à } 20^\circ\text{C) } 293^\circ\text{K}$$

La température physique de la diode est légèrement plus élevée à cause de l'accroissement de température dû au pompage.

$$dT = RP$$

(R est la résistance thermique du varactor et P la puissance dissipée).

Celui-ci est proportionnel au carré de la fréquence de pompe f_p , c'est à dire :

$$dT = \frac{dT_o}{f_s^2} = dT_o \left(1 + \frac{f_i^2}{f_s^2}\right)$$

dT_o étant l'accroissement de température si la fréquence de pompe f_p était égale à la fréquence signal f_s

dT_o est généralement évalué à $0,1^\circ K$ d'où $dT_s \approx 1,5^\circ K$

En conséquence, la température physique de la diode devient :

$$T_o + dT = 294,5^\circ K$$

Dans le cas présent, l'augmentation de température relative est très faible, et peut être négligée (ce qui ne serait pas le cas pour un amplificateur refroidi). La température de bruit de la diode peut être calculée selon l'équation (10). Nous obtenons alors :

$$T_d = 132^\circ K$$

Afin de calculer la température de bruit de la chaîne d'amplificateurs paramétriques, il est nécessaire de tenir compte des pertes dans les circuits.

Le schéma de l'amplificateur est représenté sur la figure 12 a.

- L1 représente les pertes dans la transition guide-coaxiale d'entrée,
- L2 les pertes dans le circulateur entre les portes d'entrées 1-2,
- L3 les pertes dans le transformateur $\lambda/4$,
- L4 les pertes dans le circulateur entre les portes de sortie 2-3.

Les deux étages sont identiques :

$$T_{A1} \approx T_{A2} \quad \text{et} \quad G1 = G2 = G.$$

La température de bruit de l'un des étages est alors :

$$T_{A1} = (L1-1) T_o + L1 (L2-1) T_o + L1 L2 (L3-1) T_o + L1 L2 L3 T_d1 \\ + \frac{L1 L2 L3}{G1} (L4-1) T_o$$

$$\text{et} \quad T_{A1} + T_{A2} = T_b$$

Pour l'ensemble nous avons :

$$T_b = T_{A1} + \frac{L_1 L_2 L_3 L_4 T_{A2}}{G_1}$$

Les performances des circulateurs utilisés dans la bande utile sont :

pertes entre 1 et 2 0,2 dB d'où $L_2 = 1,05$

3 " 4 0,4 dB " $L_4 = 1,10$

Les pertes dans la transition d'entrée (ainsi que dans le transformateur $\lambda/4$) sont de l'ordre de 0,05 dB soit $L_1=1,01$. Le gain de chaque étage étant 12 dB d'où $G=16$ (en puissance), nous pouvons calculer la température de bruit d'un étage :

$$T_{A1} = 164^\circ \text{ K.}$$

et de l'amplificateur à deux étages :

$$T_b = 176^\circ \text{ K.}$$

Nous n'avons pas tenu compte dans ce calcul des pertes par désadaptations dans les lignes de transmission, celles-ci étant négligeables, car le TOS est inférieur à 1,10. Il en est de même pour les transmissions de température dues aux isolations finies entre les portes des circulateurs.

5) Calcul de la bande passante de l'amplificateur :

L'expression 8 permet de déterminer la bande ; pour un grand gain nous pouvons aussi écrire :

$$B = \frac{2}{\sqrt{G}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{B_s} + \frac{1}{B_i}} \quad (13)$$

avec B_s = bande du circuit signal.
et B_i = bande du circuit idler.

Nous allons alors déterminer la bande correspondant à chaque circuit :

a) Bande du circuit signal :

La résonance signal est réalisée par une longueur de ligne en série avec les varactors en parallèle (pour le circuit signal) figure 12 b.

Il est désirable que cette ligne agisse autant que possible comme une inductance localisée (moins de $0,1\lambda$ de long), mais celle-ci doit être réalisable mécaniquement et relativement

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V :

- Ref 1 : Semi conductor-diode parametrics amplifier, by Blackwell and Kotzebue.
- Ref 2 : Theory of variable capacitance parametric amplifier - IEE N° 480 E nov 1961 by Robinson.
- Ref 3 : Low noise parametric amplifier. Proc IRE vol 48 P 1218 1226 july 1960 by Ketchik and Weglein.
- Ref 4 : Sensibility of degenerate parametric amplifier- Pro. IRE 1961, vol 49 P1205 by Dejager and Robinson
- Ref 5 : Bandwidth of a balanced Micropill-diode parametric amplifier ; IEEE transactions on microwave theory and techniques ; January 1968, P 46-47 by C.S Aitchison, R Davies, C.D. Payne.
- Ref 6 : Microwave Engineers' Handbook volume one P 10.

CHAPITRE VI : Réalisation, résultats.

A) Réalisation pratique de l'amplificateur paramétrique :

La structure d'un étage de l'amplificateur est représentée en coupe sur la photographie figure VI-1.

Les principaux circuits sont : le circuit signal avec la polarisation des diodes, le circulateur et le circuit de pompe avec le filtrage des fréquences signal et idler.

1) Le circuit signal :

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'accord signal était réalisé par une ligne d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur 4,5 mm. Cette ligne de diamètre 0,8 mm est placée dans une saignée rectangulaire de 1,5 mm de haut sur 2,5 mm de large.

Le transformateur $\lambda/4$ d'impédance caractéristique 23Ω et de longueur électrique 15,5 mm est réalisé par une ligne coaxiale. Utilisant le téflon comme diélectrique, de coefficient 1,41, la longueur physique est réduite à 11 mm et le diamètre du conducteur central est 2,31 mm pour un diamètre extérieur de 4 mm.

Les caractéristiques du circulateur ont été déterminées selon les conditions suivantes :

1) les pertes entre l'entrée et la porte 2 du circulateur doivent être inférieures à 0,2 dB (voir les calculs du bruit de l'amplificateur chapitre V), alors que les pertes totales ne doivent pas excéder 0,6 dB.

2) le TOS maximum des circuits connectés à l'entrée ou à la sortie de l'amplificateur est 1,10. (conditions sur les circuits extérieurs).

3) afin de ne pas détériorer la sensibilité du système, les variations de gain dans la bande doivent être inférieures à $\pm 0,25$ dB, lorsque l'amplificateur est connecté aux circuits, satisfaisant la condition 2.

4) nous fixons à priori la valeur maximale du TOS propre au circulateur à 1,10, sur une porte, lorsque les autres sont chargées avec une adaptation parfaite.

Nous pouvons alors calculer les valeurs maximales et minimales du TOS relatif entre le circulateur et les circuits extérieurs :

Lorsque la phase des TOS est identique, nous avons :
si $TOS_{ext} > TOS_{circul}$.

$$\frac{TOS_{ext}}{TOS_{circul}} = 1,0 \text{ (minimum)}$$

Et lorsque les phases sont en opposition, nous avons :
 $TOS_{ext} \times TOS_{circul} = 1,21 \text{ (maximum)}$

Il nous reste à déterminer les éléments permettant de satisfaire la condition 3 :

Le gain de l'amplificateur est donné par : (voir chapitre V) :

$$G \pm \Delta G = \left| \frac{TOS : \delta^{\pm 1} + 1}{TOS : \delta^{\pm 1} - 1} \right|^2 \quad \delta = \text{variation de TOS}$$

avec :

$$TOS = \frac{Z_0 - \text{impédance du circulateur porte 2}}{Z_0 + \text{impédance négative ramenée au niveau porte 2}}$$

soit pour un $\Delta G = \pm 0,25 \text{ dB}$ correspond une valeur de $\delta \leq 1,02$

Ainsi, dans les cas extrêmes nous obtenons (conditions 3 et 4) :

$$\begin{aligned} G &= 14 \pm 0,25 \text{ dB} && \text{(valeur maximale du gain)} \\ G &= 10,5 \pm 0,25 \text{ dB} && \text{(valeur minimale du gain)} \end{aligned}$$

= Dans le cas du circulateur simple (figure VI-2a), la variation de TOS sur la porte 2 (δ), donc la variation du coefficient de réflexion (Γ_2) correspondante est en première approximation : (nous avons considéré que les termes les plus importants.)

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_1}{R_1} + \frac{\Gamma_3}{R_2} + \Gamma_3 \Gamma_1 \quad \text{avec } \Gamma = \frac{TOS-1}{TOS+1} \quad \text{et } R = \text{isolement entre portes.}$$

$$\text{en particulier nous avons : } \Gamma_2 = \frac{\delta-1}{\delta+1}$$

Si $R_1=R_2=R_3=R$ (Cas général):

$$R \geq \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3}{2(\Gamma_2 - \Gamma_1 \Gamma_3)} \text{ d'où } R \geq 10^2 \text{ soit } 40 \text{ dB.}$$

Ce qui n'est guère réalisable avec un circulateur simple.

Il est possible de contourner la difficulté en utilisant un circulateur ayant un isolement élevé seulement entre deux portes. Cela est réalisé en plaçant un isolateur en série dans l'une des portes. Afin de satisfaire la condition 1, il nous reste la possibilité de disposer celui-ci en série avec la sortie du circulateur (porte 3).
Ce type de circulateur porte le nom de "4 portes" voir fig.-2b.

Nous avons alors (toujours en première approximation):

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_1}{R_1} + \frac{\Gamma_3}{R_2 R_4} + \frac{\Gamma_3}{R_4} \Gamma_1$$

Soit $R_1=R_2=R_3=R_4= 23 \text{ dB}$

et les valeurs minimales de réjections entre les portes :

1 et 2 : 23 dB

2 et 4 : 46 dB

Et cela dans une bande de fréquences comprise entre 4,3 et 5,4 GHz, nécessaire au bon fonctionnement de l'amplificateur au-delà de 5 dB de gain (voir courbe V-17)

Nous avons, pour effectuer la liaison du circulateur à l'amplificateur, préféré l'intégration à l'utilisation d'un connecteur :

En effet, ce dernier, généralement soumis à des vibrations, des contraintes mécaniques, à l'oxydation des contacts, et devant se situer à un endroit très critique au point de vue impédance (porte 2), produit généralement des instabilités de gain, augmente le bruit et restreint la bande passante. Aussi, pour palier à ces inconvénients, nous avons fait construire des circulateurs s'adaptant à l'amplificateur, la liaison s'effectuant par soudure (voir fig. VI-1).

A partir de toutes ces conditions nécessaires et suffisantes, nous avons fait réaliser les circulateurs par la société L.T.T.

Nous tenons à préciser que les conditions demandées ne sont pas facilement réalisables pour une bande aussi importante.

Toutefois, les caractéristiques obtenues en moyenne sont les suivantes :

α_1 (pertes entre les portes 1 et 2) : = 0,2 dB :

α_2 (pertes entre les portes 2 et 4) : = 0,6 dB

R1 (isolement entre les portes 2 et 1) = 24 dB

R2-4 (isolement entre les portes 4 et 2) $\geq$ 43 dB

TOS maximum propre au circulateur = 1,08

La polarisation des diodes est effectuée par l'intermédiaire de la ligne signal, à travers le circulateur. Un filtrage est nécessaire entre le circulateur proprement dit et le connecteur de polarisation. Des capacités isolent en continu le circulateur des circuits extérieurs.

2) Le circuit de pompe :

Les diodes sont placées dans le guide de pompe près d'une paroi latérale conformément à l'étude faite au précédent chapitre. Le guide d'impédance réduite est adapté par un court circuit mobile qui amène au niveau des diodes la réactance nécessaire à l'accord. La largeur A du guide détermine la longueur d'onde de coupure de ce dernier selon :

$$\lambda_c = 2A \text{ pour le mode TE}_{10}$$

Un filtrage des fréquences signal est effectué en utilisant une largeur telle que :

$$f_i, f_s < f_c < f_p$$

L'énergie de pompe peut ainsi se propager dans le guide sans être atténuée. Toutefois, λ_c doit être $< \lambda_i$ de façon à ce que l'onde évanescence s'atténue très rapidement pour éviter les pertes idler :

D'après la relation :

$$\alpha_\lambda = 54,6 \sqrt{\left(\frac{\lambda_i}{\lambda_c}\right)^2 - 1}$$

α étant les pertes par unité de longueur d'onde (en dB) ; nous obtenons pour une fréquence de coupure $f_c = 15,5$ GHz, soit $\lambda_c = 19,4$ mm correspondant à une largeur de guide A de 9,7 mm, une atténuation $\approx$ à 48 dB/ λ ; soit 48 dB/2,5 cm.

Pour des raisons pratiques, la longueur de ce guide sera 3,3 cm ; l'atténuation correspondante est alors de 63 dB, qui est largement suffisante.

La hauteur B du guide, pour obtenir un couplage satisfaisant avec les diodes est réduite à 0,15 mm. Aussi, l'impédance caractéristique de ce guide, donnée par :

$$Z_{c1} = \frac{B}{A} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2}}$$

est alors :

$$Z_{c1} = 15,6 \, \Omega$$

La fréquence de pompe étant 16,6 GHz, nous avons employé du matériel en guide d'ondes bande Ku (12,4 - 18 GHz) désignation WR62 ou RG91/u dont les dimensions intérieures sont : A=15,8 mm, B = 9,7 mm et d'impédance caractéristique :

$$Z_{c2} = 232 \, \Omega$$

Il a donc été nécessaire d'utiliser un transformateur afin de coupler les deux guides dans de bonnes conditions.

Nous avons envisagé plusieurs solutions : utilisation d'une transition tronc-pyramidale, difficilement réalisable mécaniquement, d'un transformateur à plusieurs sections ; mais nous avons opté pour un système plus simple : le transformateur $\lambda/4$. La bande passante de celui-ci est suffisante puisque nous travaillons à fréquence de pompe fixe ; toutefois il faut éviter que des faibles dérives de fréquences de l'oscillateur de pompe, se traduisent par des variations de gain de l'amplificateur.

Le transformateur a donc une impédance :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c1} Z_{c2}} \quad \text{soit } Z_0 = 60 \, \Omega.$$

Nous gardons identique la largeur de guide (A=9,7mm), aussi la hauteur correspondante du guide, pour obtenir l'impédance est :

$$B = 0,56 \, \text{mm}.$$

Et la longueur d'onde correspondante dans le guide est alors :

$$\lambda_g = 50 \, \text{mm}.$$

La longueur physique du transformateur doit être : $\lambda_g/4$ soit 12,5 mm.

Afin d'obtenir l'adaptation du circuit de pompe pour une bande de fréquence assez large, correspondant

à la dispersion des fréquences de pompe due aux légères différences de capacités des diodes pouvant être utilisées dans la structure ; nous avons disposé deux vis séparées entre-elles de $\lambda_g/8$ sur le guide WR82, à une distance de $\lambda_g/4$ du transformateur.

B) Détermination des caractéristiques des éléments extérieurs :

(pompage et polarisation).

Nous avons effectué les essais à l'aide d'un klystron large bande (15-18 GHz) ; un isolateur et un atténuateur étalonné sont insérés entre l'amplificateur et le klystron. Un ondemètre à absorption permet de mesurer la fréquence .

Nous avons cherché à définir les caractéristiques de des éléments extérieurs permettant d'obtenir la stabilité de gain souhaitée, soit 10^{-3} par heure d'enregistrement (voir conditions de stabilité du récepteur à corrélation, chapitre II).

1) Caractéristiques de l'oscillateur de pompe :

a) Bande de fréquence, puissance de sortie :

Disposant des huit amplificateurs paramétriques construits pour le radiomètre, nous avons cherché la fréquence de pompe la mieux adaptée à chacun d'eux. A chaque mesure, nous avons aussi noté la puissance nécessaire pour obtenir un gain net de 11 dB.

Nous avons alors :

N° Amplificateur	Fréquence de pompe	puissance de pompe
	GHz	mW
A	16,69	60
B	16,58	68
C	16,55	68
D	16,48	95
o	16,57	89
1	16,43	85
2	16,47	70
3	16,53	75

Nous allons donc choisir, suivant ces résultats un oscilla-

teur couvrant la bande 16,4 à 16,7 GHz et fournissant une puissance minimale de 100 mW dans la bande.

b) Stabilité de puissance de la pompe :

Nous avons mesuré la puissance de pompe nécessaire pour différentes valeurs de gain d'un amplificateur. Les résultats sont indiqués sur la fig. VI-3a (pour l'amplificateur N°1 ; les pentes des courbes sont identiques pour les autres amplificateurs)

Gain (dB)	Puissance de pompe (mW)
7	71,5
8	74,0
9	78,5
10	82,5
11	85,0
12	91,0
13	95,0

Nous constatons alors que pour un gain de 11dB, il est nécessaire d'avoir une stabilité de puissance de l'ordre de $2 \cdot 10^{-4}$ afin d'obtenir la stabilité de gain désirée (10^{-3}) (La bande passante étant très large, une stabilité de fréquence de 1 MHz est suffisante).

c) Choix de la source de pompe :

En fonction des conditions définies ci-dessus, nous avons opté pour l'utilisation de sources de pompe à l'état solide Varian, modèle VSU 9001 AA, à effet Gunn. La puissance de sortie est supérieure à 115 mW dans une bande de fréquence allant de 16,1 à 17,1 GHz (accord mécanique). La tension d'alimentation nécessaire est 9,5 v ; le courant est de l'ordre de 0,4A par source, au maximum. Le TOS de la charge ne doit pas excéder 1,10. Afin de le limiter à cette valeur quelque soit celui de l'amplificateur, nous avons inséré entre eux un isolateur cale en guide d'ondes, d'isolation ≥ 25 dB.

Un atténuateur manuel (0-10dB) en guide d'ondes placé entre la source et l'isolateur permet d'ajuster la puissance nécessaire à l'amplificateur pour obtenir les 11 dB de gain désirés.

2) Caractéristiques des alimentations :a) alimentation des sources :

Après avoir connecté les sources de pompe aux amplificateurs, nous avons mesuré le gain de ceux-ci en fonction de la tension d'alimentation (pour une tension de polarisation constante, égale à $-0,45$ v), mesure plus intéressante que celle de la puissance de sortie=f (Va). Les résultats sont indiqués sur la figure VI-3b (mesurés sur l'amplificateur N°1) :

V alimentation	Gain en dB
10,00	12,2
9,50	11,0
9,25	10,0
9,00	9,0
8,75	6,5
8,50	4,0

Autour de $9,5$ v nous constatons que, pour obtenir une stabilité de gain de 10^{-3} , il est nécessaire d'utiliser une alimentation stable à $1,5 \cdot 10^{-4}$, en tension. D'autre part, la stabilité de fréquence obtenue est de 2 MHz/Volt. autour de $9,5$ V ; il n'y a donc pas de conditions supplémentaires.

b) Alimentation de la polarisation :

Des mesures de gain de l'amplificateur ont été effectuées en fonction de la tension d'alimentation de la boîte de polarisation des diodes (constituée par un diviseur de tension potentiométrique). La tension d'alimentation des sources est constante et égale à $9,4$ V.

Les résultats sont présentés sur la figure VI-3c :
(amplificateur N°1)

Tension d'alimentation (V)	Gain dB
10,5	10,5
10,0	10,7
9,5 (v polar=0,45v)	11,0
9,0	11,5
8,5	12,0

Nous constatons ici qu'il est nécessaire de stabiliser la tension d'alimentation à $5 \cdot 10^{-4}$ afin d'obtenir la stabilité de gain (10^{-3}).

c) Alimentation générale :

Pratiquement nous utilisons la même alimentation commune à toutes les sources et boîtes de polarisation ; puisque nous pouvons régler séparément le gain de chaque amplificateur, à la fois par l'atténuateur de pompe et par le potentiomètre ajustant la tension de polarisation de celui-ci.

Dans ces conditions, le gain obtenu en fonction de la tension est représenté sur la figure VI-3d:

Tension d'alimentation (V)	Gain dB
8,65	5,5
8,90	8,0
9,20	10,0
9,50	11,0
9,75	11,5
10,00	11,5
10,25	11,5
10,50	11,5

La stabilité de tension de l'alimentation doit être égale à $1,5 \cdot 10^{-4}$ /heure, mais nous constatons que pour une tension d'alimentation de l'ordre de 10V, il y a une compensation de variation de gain, aussi nous pourrions obtenir une grande stabilité de gain sans se soucier (dans une certaine mesure) des variations de la tension d'alimentation. Dans ce cas, la tension (10V) est trop élevée et risque de détériorer lentement les sources par échauffement excessif (c.f. constructeur).

d) Choix de l'alimentation :

Afin de satisfaire les conditions énoncées plus haut, nous avons fixé notre choix sur une alimentation "Lambda" de type LK340 nous permettant de disposer d'une tension ajustable entre 0 et 20V stable à 10^{-4} /heure et pour 10 % de variation de la tension secteur, d'un courant supérieur à 5 A nous permettant d'alimenter les huit sources de pompe.

Des mesures de stabilité ont été effectuées sur cette alimentation pour un débit constant de 5 A et une tension secteur non régulée. Nous avons relevé une stabilité de tension de l'ordre de $1,5 \cdot 10^{-4}$ pour 7h d'enregistrement et celle-ci est certainement améliorée en utilisant une régulation secteur. La stabilité de tension en fonction de la température est de $1,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$, ce qui nécessite de stabiliser la température du local au $^{\circ}$ près.

C) Résultats :

Mesures des principales caractéristiques de l'amplificateur paramétrique.

1) Gain - Bande passante :

Nous avons effectué les mesures par substitution, à niveau détecté constant (voir figure VI-4a). Dans le premier cas, nous avons une valeur de l'atténuateur de précision A1 (en dB) ; dans le deuxième l'amplificateur est inséré dans le circuit, il nous faut donc atténuer d'une quantité égale au gain : $G = A2 - A1$ (dB)

La bande passante est mesurée simultanément grâce à l'utilisation d'un wobulateur et d'un oscilloscope. Nous ajustons la puissance et la fréquence de l'oscillateur de pompe ainsi que la polarisation de façon à se placer dans les meilleures conditions.

Pour un gain de 10,5 dB nets mesurés (amplificateur N°1), nous obtenons une bande à demi-puissance de 520 MHz soit un

$$\sqrt{G} B = 1750 \text{ MHz}$$

La bande passante est représentée sur la figure VI-5a. L'écrasement de la bande et les variations de gain résiduels dans celle-ci sont dû au TOS de la porte 2 du circulateur.

La figure VI-5b représente la bande de l'amplificateur B. Des mesures identiques ont été effectuées avec deux amplificateurs en cascade (B et 1 = chaîne A) : les résultats sont représentés sur la figure VI-5c. Nous obtenons alors 500 MHz de bande à mi-puissance pour 21 dB de gain, soit un $\sqrt{G} B = 5500 \text{ MHz}$.

2) Bruit de la chaîne d'amplificateurs :

Afin de déduire le bruit de l'amplificateur paramétrique (ou d'une chaîne), nous avons mesuré le bruit d'une voie complète : Tr (voir chapitre V-A-b). La méthode de mesure est représentée sur la figure VI-4b.

Dans un cas nous avons : (Tube à bruit éteint)

$$P_s = (T_o + T_r) G_p G_{MF1} \quad T_o = \text{température ambiante.}$$

et dans l'autre : (tube allumé)

$$P_s = (T_i + T_r) G_p G_{MF1} \quad T_i = \text{température du tube à bruit ramenée à l'entrée de la voie.}$$

Le rapport de gain $\frac{G_{MF2}}{G_{MF1}} = K$ est lu (en dB) sur un atténuateur étalonné placé entre amplificateurs M.F.

Nous obtenons alors :

$$T_r = \frac{K T_i - T_o}{1 - K}$$

et en déduisons (voir chapitre V-Ab) :

$$T_p = T_{p1} + \frac{T_{p2}}{G_{p1}} = T_r - \frac{T_m}{G_{p1} G_{p2}}$$

Nous trouvons alors pour chaque voie : (à 10%près).

N° Voies	Tr mesuré (°K)	Gain (dB)	Tm mesuré(°K)	Tp (°K)
2 étages				
A	200	21	3 100	175
B;	210	21	3 700	180
C	175	21	2 300	157
D	180	21	2 500	160
C	260	13	2 300	145
D	270	13	2 500	145
1 étage				

3 Conclusions :

Nous constatons que les valeurs de bruit mesurées sur les voies C,D sont inférieures à celles calculées. Cela provient du fait que les diodes utilisées dans les amplificateurs correspondants (provenant d'un lot différent), ont des fréquences de coupure plus élevées.

D'autre part, les réglages sont plus critiques et les bandes passantes légèrement plus étroites :

460. MHz à -3 dB pour la chaîne d'amplificateurs, voie C
 480 MHz " " " " " " " " " " D

Les performances de ces amplificateurs ont été limitées principalement par les éléments parasites des diodes (dimensions du boîtier).

A l'heure actuelle, la Société Alfa Industrie construit à la demande, des diodes aussi performantes sans boîtier (modèle 167). Cela permettra à un laboratoire bien équipé au point de vue microsoudure (pour leur fixation sur un support), de les adapter à une structure d'amplificateur paramétrique identique à celle décrite ci-dessus.

Dans ce cas les performances de bruit et de bande seraient améliorées (principalement par l'augmentation du rapport $\frac{\omega_i}{\omega_s}$)

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE VI

- Very high frequencies techniques by Mc Graw-Hill.
- Les ondes centimétriques par G. Raoult
- Cours d'Hyperfréquences de A.J. Berteaud.
- Microwave Engineers' handbook volume 1 et 2.

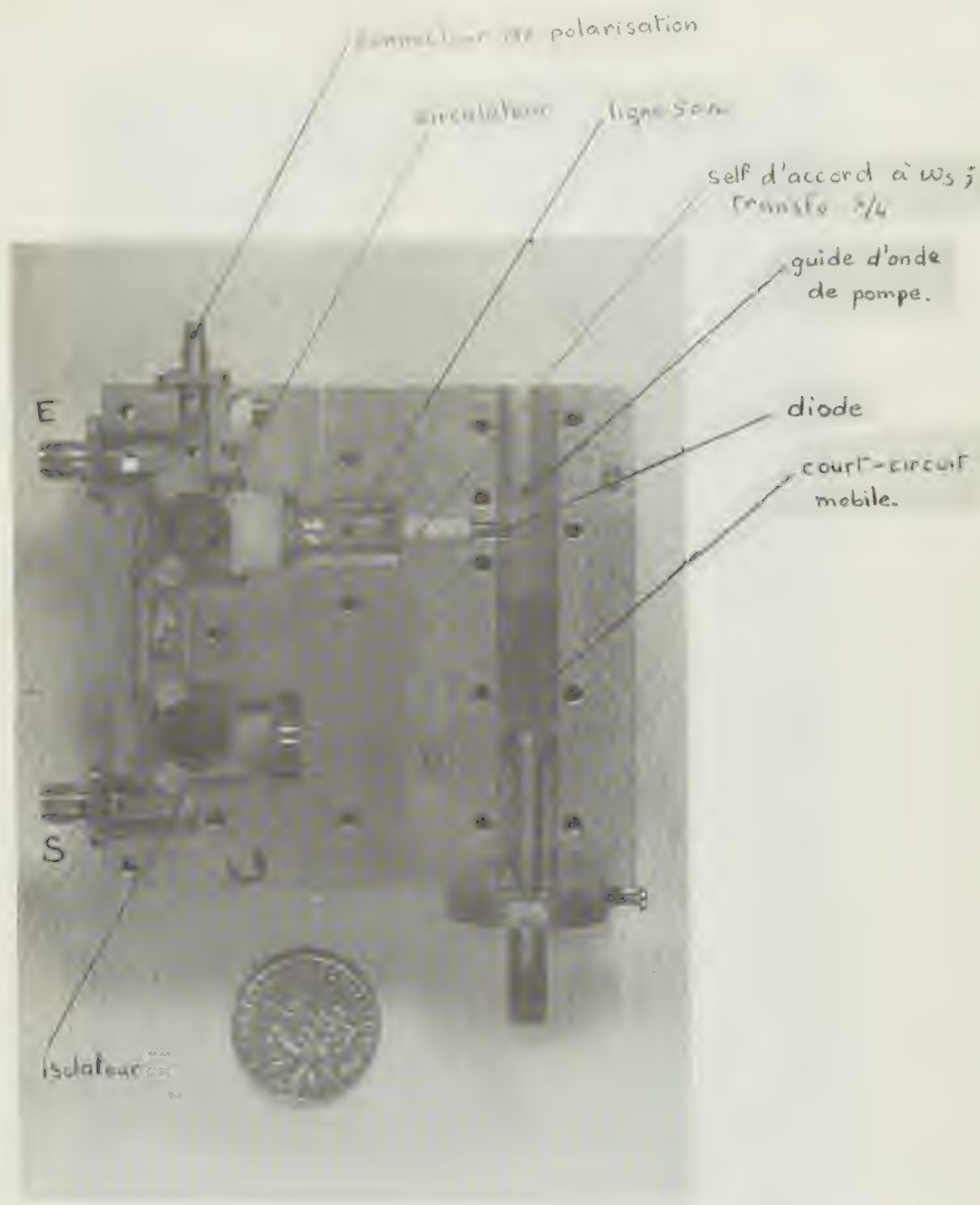


Figure VI-1 : Coupe de l'amplificateur paramétrique



Figure VI-1' : Amplificateur paramétrique à 5 dB

CHAPITRE VII

Caractéristiques du radiomètre, observations, conclusion.

Généralement, les caractéristiques présentées ici correspondent au radiomètre N°1 ; les performances des deux appareils étant fort comparables.

A) Caractéristiques des récepteurs :

Les mesures ont été effectuées sur le récepteur N°1, en laboratoire, avant sa mise en oeuvre sur le terrain.

1) Température de bruit du récepteur :

Nous avons vu au chapitre précédent que la température mesurée sur chacune des voies du récepteur 1 est :

voie A = 200° K

voie B = 210° K (voir chapitre VI-C2)

2) Bande passante :

Nous avons d'abord mesuré la bande passante de chaque voie séparément (A et B) puis l'ensemble en corrélation (C) - voir figure VII-1). Nous obtenons :

voie A : B à -3dB = 490 MHz

voie B : B à -3dB = 500 MHz

La bande à -3dB du récepteur à corrélation = 470MHz. Elle s'étend de 4,63 GHz à 5,10 GHz.

La bande ainsi réduite indique une dispersion de phase entre les voies pour les fréquences inférieures à 4650 MHz. Cette dispersion paraît produite par les câbles coaxiaux de liaisons MF.

3) Linéarité :

Les mesures ont été effectuées de la façon suivante :

Un bruit de valeur connue (1° K) est transmis au récepteur à travers un atténuateur étalonné. Un ordinateur connecté à la sortie digitale du récepteur recueille les résultats. Il a été nécessaire, pendant l'opération d'augmenter le temps d'intégration : celui-ci était de 60 secondes pour une température transmise de 1° K afin de garder un bon rapport S/B.

La figure VII-2 nous permet de constater que pour une dynamique > 14 dB, la linéarité est obtenue à 3% près pour une précision de l'atténuateur utilisé de l'ordre de 3%, la mesure nous indique la possibilité de raccorder avec une précision suffisante des enregistrements de radiosources dont les flux sont très différents (X25).

4) Stabilité de gain du récepteur :

L'examen des enregistrements correspondant aux voies A et B (figure VII-3) nous permet de constater que la stabilité de gain est satisfaisante puisque nous obtenons 10^{-3} rms pour la première voie et $0,8.10^{-3}$ rms pour la seconde sur une heure d'enregistrement.

En corrélation, la figure VII-4 nous montre l'effet de la détection synchronisée sur la fluctuation :

Dans le premier cas, sans modulation, le niveau de fluctuation lente se trouve être nettement supérieur à la fluctuation "normale". L'enregistrement nous permet de voir que l'augmentation de la fréquence de modulation (40 à 250 Hz) ne change en rien la fluctuation ; l'effet étant seulement sensible entre 1 Hz et 10 Hz (voir chapitre IV).

La stabilité de gain des voies, avec la réjection des hybrides permet d'obtenir une très grande stabilité du niveau de base du récepteur en corrélation. En effet, nous mesurons (figure VII-3C) une fluctuation parasite 1/3 de la fluctuation normale pour une heure d'enregistrement soit une stabilité de la ligne de base de 3.10^{-5} rms. Ceci est légèrement inférieur à nos espérances (10^{-5}), mais toutefois fort acceptable. Il nous serait possible d'améliorer ce résultat en utilisant un hybride MF permettant des réjections plus grandes du corrélateur.

B) Caractéristiques du système :

Les mesures sont ici effectuées sur le terrain et tiennent compte de l'influence des éléments extérieurs. Elles concernent la sensibilité du radiomètre ; cette caractéristique étant générale puisque qu'elle est fonction du bruit, des parasites extérieurs, du rendement ect...

Au cours des périodes d'observations, nous avons relevé, à chaque étalonnage l'amplitude de la fluctuation (ΔT en $^{\circ}K$) Les résultats sont représentés sur la figure VII-5. Nous remarquons sur cet histogramme que la fluctuation normale, comprise entre 20 et $30^{\circ}K$ pour 1 seconde de constante de temps, correspond à 80% du nombre d'échantillons. L'accroissement des fluctuations (jusqu'à $120 m^{\circ}K$) est dû à des causes externes : parasites (radars aéroportés), conditions atmosphériques mauvaises (orages, pluies violentes), rend impossible toute exploitation des mesures.

Des mesures de la température du bruit de sol ont été faites en fonction de l'inclinaison du miroir mobile : celle-ci varie de 110°K à 150°K lorsque le miroir passe de la position verticale à la position horizontale (atténuation plus ou moins grande de l'énergie rayonnée par le sol, les arbres et la basse atmosphère, situés derrière le miroir mobile).

Il nous est alors possible de calculer la valeur normale de la fluctuation (voir équation 2-3 chapitre II-A) : soit 20 à $24 \text{ m}^{\circ}\text{K}$ pour $\tau = 1$ seconde.

Des intégrations successives nous ont montré qu'il était possible, en 6 jours d'observations à raison de 15 passages par jour d'obtenir une valeur de $\Delta T = 3,2 \text{ m}^{\circ}\text{K}$ - voir figure VII-6.

L'appareil étant destiné à la mesure de flux des radiosources il est intéressant de connaître la sensibilité en tenant compte de l'influence de l'aérien. Nous avons donc effectué des mesures de comparaison entre le flux de radiosources étalons et un bruit de température connue introduit au niveau du cornet (exemple figure VII-7) ; cela nous a permis à la fois de connaître la sensibilité du système (en u.f.) et d'en déduire le rendement du radiotélescope (équation 2-4, chapitre II-A). Les résultats sont indiqués sur la figure VII-8.

Le rendement est ici fonction de la déclinaison de la source mesurée, à cause de l'effet de diaphragme du miroir fixe.

Le rendement mesuré est de $6 \pm 0,5\%$ dans la zone des déclinaisons inférieures à 65° donc nettement inférieur à celui prévu dans la référence 2 du chapitre II : 9%) et la correspondance est alors $0,15 \pm 0,01^{\circ}\text{K/u.f.}$, ce qui nous permet de connaître la sensibilité obtenue en un seul passage soit 0,17 u.f. et pour les 90 intégrations 0,02 u.f. La limite de détection sûre ($5 \Delta S$) est alors pour l'ensemble des voies :

Sensibilité pour un passage : 0,42 uf.
 " " 90 passages: 0,05 uf.

La sensibilité du radiomètre est donc deux fois plus faible que la valeur prévue (voir chapitre II). Cela provient du très faible rendement du radiotélescope, sur 6 cm de longueur d'onde. Grâce aux performances des récepteurs, du système à double cornet focal et de la multiplication de celui-ci, la sensibilité du système reste fort acceptable.

C) Caractéristiques de l'aérien :

Afin d'effectuer des mesures de diamètre apparent des radiosources, il est nécessaire de connaître le lobe de l'aérien. Pour cela, des radiosources étalons ponctuelles, balayées en déclinaison par le lobe du radiotélescope, ont permis d'en déterminer ses caractéristiques.

Une cartographie complète du lobe est représentée sur la ligne VII-9 en ce qui concerne le radiomètre N°1 ; en VII-10 pour l'autre appareil. La ligne de base est représentée par l'isophote "6". La largeur du lobe en δ est inférieure à 7' d'arc ; en α elle est de l'ordre de 1'5, à mi-puissance. L'amplitude des lobes secondaires les plus importants est inférieure à -13 dB des lobes principaux.

Nous avons pu constater, au cours des observations que le pointage du radiotélescope, en déclinaison, était moins stable que prévu. En effet, les contrôles a priori (voir chapitre II), ont été effectués à une inclinaison donnée du miroir mobile ; les résultats correspondant alors aux variations relatives de pointage ne tenaient pas compte de la reproductibilité (en valeur absolue) de l'inclinaison. Aussi il est nécessaire de contrôler très souvent cette dernière à cause des écarts, non systématiques, pouvant atteindre 2 à 3' d'arc soit près du 1/2 lobe en δ . (mesures effectuées à l'aide des radiosources 3C 147, 3C 293, 3C 234, 3C 410, 3C 123, 3C 399 .1).

D) Observations :

Le radiomètre a été conçu à l'origine pour des mesures de flux très faibles sur 6 cm de longueur d'onde.

Le projet initial : mesures d'indices spectraux a été provisoirement abandonné ; la cause principale est que, pour des raisons économiques, le comptage effectué par le groupe de Bologne, à 408 MHz ne sera pas complété. Toutefois, des observations ont été faites dans ce sens et nous ont permis de mesurer le flux de radiosources et d'en déterminer le spectre. Le procédé de mesure a été utilisé pour d'autres observations : pulsars, galaxies, quasars...

1) Comptage de radiosources :

La figure VII-11 représente une zone d'observation intégrée sur 54s (le seuil de détection sure est alors de 0,1 u.f.), dans laquelle nous avons pu constater la présence de deux radiosources.

A l'aide d'autres observations effectuées à des déclinaisons situées à 3' d'arc de part et d'autre de la zone considérée ($\delta \approx 30^\circ$), il nous a été possible de relever leur position respective, de mesurer leur flux et de les identifier: 4C 32.14 ; 4C 31.13.

Jusqu'alors, le flux de ces radiosources était inconnu aux fréquences supérieures à 1420 MHz et par conséquent leur indice spectral haute fréquence. Les résultats des mesures effectuées représentées sur la courbe figure VII-12 ainsi que sur le tableau ci-dessous nous permettent de constater que nous sommes ici en présence de deux classes distinctes de radiosources (voir chapitre I-C).

	Flux connu u f.			Flux mesuré	indice
	f.			f.	α
Source	179 MHz	408 MHz	1420 MHz	4850 MHz	$\frac{1420}{4850}$
4C 32.14	2,2	3,23	2,0	1,0	0,55
4C 31.13	8,3	4,43	1,55	0,4	1,10

2) Observations de pulsars :

Très peu d'observations de pulsars ont été faites en haute fréquence (>1420 ou 2700 MHz) à cause de l'énergie très faible émise à ces fréquences. La grande sensibilité du radiomètre a permis des mesures de flux à 4850 MHz et par conséquent du spectre ; de la forme du pulse (permettant de tester les modèles physiques du pulsar en les comparant aux différentes fréquences) - voir bibliographie VII-ref1-. Le figure VII-13 représente un enregistrement du pulsar PSR 0329+54. Le flux moyen mesuré est de 0,009 u.f. et la durée du pulse de l'ordre de 10 ms à -3dB (amplitude du pulse ≈ 1 u.f.)

La connaissance du flux aux fréquences basses (1420 MHz) a permis d'en connaître le spectre et d'en déduire l'indice spectral H.F. ($\approx 1420/4850 \approx 2,5$).

D'autre part, nous constatons (fig.13) que le pulse principal est encadré par deux sous-pulses séparés de lui d'un angle de rotation $\beta=9,7$ et $\beta'=10,1^\circ$. Cette mesure permet de rejeter les modèles physiques qui prédisaient une décroissance de β , β' en loi puissance de la fréquence (voir figure 13-b.)

3) Etude du spectre des galaxies normales :

Récemment, l'interférométrie a permis de mettre en évidence que le rayonnement des galaxies spirales pouvait provenir soit du disque, soit du noyau des galaxies.

Des mesures de flux à 4850 MHz d'un certain nombre de noyaux et de disques de galaxies ont été effectuées (ref-2), pour lesquelles nous avons déjà les observations à 1420 MHz et 2700 MHz. Les indices spectraux ainsi déduits apparaissent différents en moyenne:

- pour les noyaux $\bar{\alpha} = 0,7$ (peu différent de $\bar{\alpha}$ des radiogalaxies).
- pour les disques $\bar{\alpha} = 1,1$

Cela pourrait indiquer un âge plus avancé de l'émission provenant du disque par rapport à celle provenant du noyau.

Ces mesures ont été obtenues grâce au grand pouvoir séparateur du radiotélescope associé à la grande sensibilité du radiomètre sur 6 cm (le flux des sources mesurées à cette longueur d'onde est compris entre 0,03 et 0,5 uf).

4) Recherche d'objets apparentés aux lacertids :

Les "lacertids" sont des radiosources identifiées à des objets de type stellaire mais leur spectre optique est sans raie. Leur spectre est plat ou inversé et leur émission est variable.

L'étude de quelques objets compacts de Zwicky à 4850 MHz a permis de mettre en évidence un objet qui apparaissait comme un nouveau membre des lacertids (jusqu'alors 6 ont été dénombrés). Des mesures de flux à 6cm ont permis de constater un spectre presque plat (ref.3).

C'est un objet dont le spectre optique est sans raies et qui avait été catalogué par Zwicky comme variable: IZW 1727 +50.

5) Etude du diamètre et du flux des régions H₂

80 régions H₂ répertoriées par Shaylers ont été observées à 4850 MHz. Un cinquantaine ont été détectées pour lesquelles des mesures de flux et diamètres sont possibles (en cours de dépouillement).

Ces observations sont originales par le fait que ces régions n'ont jamais été observées à 6 cm avec un pouvoir séparateur de 1'5 en ascension droite, ce qui permet de préciser les diamètres et de s'affranchir de la confusion (Le flux de ces radiosources est compris entre 0,05 et quelques u.f.).

6) Mesure du flux d'un échantillon de quasars :

Il s'agit de 57 radiosources dont le flux à 408MHz est supérieur à 0,25 u.f. Les identifications ont été faites par l'équipe italienne de Bologne. Les observations à 4850 MHz sont presque terminées, les 2/3 de ces objets observés jusque là ont été détectés, leur flux à 6 cm est faible, souvent inférieur à 0.1 u.f.

Ces observations permettront d'obtenir un histogramme des indices spectraux de ces quasars. En comparant cet histogramme à celui obtenu pour les QSS plus émissifs du catalogue 3C, il sera possible d'étudier la variation de l'indice spectral des QSS en fonction de leur flux.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE VII :

- Ref 1 : 6cm observations of pulsars by J. Crovisier
(en cours de publication) Astronomy and Astroph. Journal
- Ref 2 : Spectre des galaxies normales par A.M. Lesqueren
(en cours de rédaction, à publier).
- Ref 3 : IZW 1727+50 : A new lacertid ? par A.M. Lesqueren
(en cours de publication dans "Nature").

CONCLUSION :

Les appareils décrits ont été mis en service en juin et décembre 1971.

En ce qui concerne les radiomètres, nous avons atteint le but fixé : grande stabilité de gain, très faible fluctuation ; mais il reste à déplorer le faible rendement du radiotélescope sur 6 cm de longueur d'onde.

L'ensemble permet toutefois de disposer d'un système très fiable , sensible et possédant un grand pouvoir séparateur en ascension droite.

Les observations effectuées à l'aide de ce système, ont fourni des résultats d'un grand intérêt astrophysique.

Des perfectionnements sont soit envisagés, soit en cours de réalisation afin de permettre de nouvelles observations : en particulier des mesures de diamètres de radiosources très étendues.

Des figures ainsi que des précisions
complémentaires pourront être demandées à :

M. BEAUDIN Gérard
Département de Radioastronomie Expérimentale

Observatoire de Meudon

tél : 626.16.30 Poste 410

